radioelektronik

12'88

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

Radioelektronik



GRUDZIEŃ 1988 • ROCZNIK XXXIX (115)

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

12 '88

**Adres: Redakcja „Radioelektronik"
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa. Tel. 25-29-85**

SIGMA *WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH
Przedsiębiorstwo Naczelnej Organizacji Technicznej*

Prenumerata: kwartalna 360 zł, półroczna 720 zł, roczna 1440 zł. Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe



Druk: Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie. Zam. 3758/CD. Skład techniką fotograficzną. Nakład 220 000 egz. Ark. druk. 4,5. Cena zł 100.–. Numer zamknięto 28.X.1988 r. U-23.

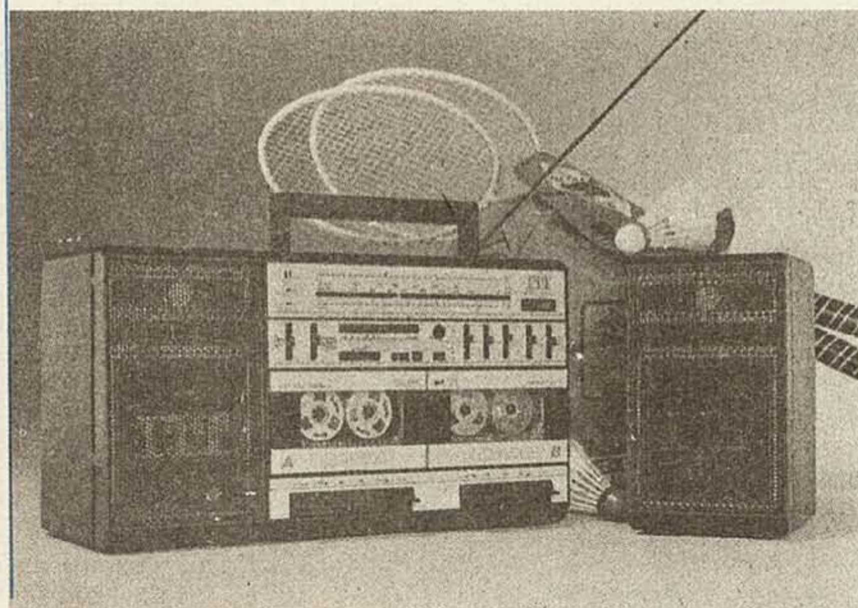
Nowe opracowania firmy IBM. Amerykański koncern elektroniczny IBM — największy producent komputerów na świecie ogłosił, że jego konstruktorzy dokonali nowego przełomu w technice komputerowej i zbudowali mikroukład dla pamięci dynamicznej o dostępie bezpośrednim, zdolny do przyjęcia bitu informacji w ciągu 20 miliardowych części sekundy, a więc trzykrotnie „szybszy" od stosowanych dotychczas. Przemysł komputerowy koncentrował się dotychczas na zwiększaniu pojemności pamięci przez „stłaczanie" coraz większej liczby bitów w jednej strukturze; umożliwiło to już skonstruowanie pamięci o pojemności 4 Mb. Równie ważna jest jednak szybkość, z jaką układy przetwarzają informacje. IBM wprowadza też w swych wyrobach nową architekturę budowy komputerów, umożliwiającą znaczne zwiększenie zasobu informacji gromadzonych w pamięci oraz ułatwiającą dostęp do nich. Jak poinformowali przedstawiciele koncernu, nowa konstrukcja daje możliwości ok. 8 tys. razy większe niż dotychczasowe systemu rozszerzonej pamięci stosowane w komputerach IBM. Nowe systemy architektury komputerowej umożliwią użytkownikom dużych komputerów dostęp do ok. 16 bilionów jednostek informacyjnych i będą wykorzystywane w przygotowywanej przez IBM serii komputerów nowej generacji. Specjaliści sądzą, że tego rodzaju konstrukcje odegrają decydującą rolę w informatyce światowej lat dziewięćdziesiątych.

Połączenie znanych firm półprzewodnikowych. Pełna integracja Europy Zachodniej (zniesienie granic, ceł, ograniczeń ruchu kapitałów i siły roboczej itd.) poczynając od 1992 r. otworzy ogromny, bogaty rynek 320 mln ludzi w wysoko rozwiniętych krajach. Będzie to rynek większy niż w USA i w Japonii, co już teraz stawia przed przewidującymi firmami problem odpowiednio wczesnego przystosowania się do nowej sytuacji. Dużym, ale elastycznie reagującym firmom o odpowiednio szerokim profilu produkcji (dobranym stosownie do specjalizacji i know-how) będzie łatwiej walczyć z konkurencją tak wewnętrzną, jak i zewnętrzną. Dlatego nawet firmy uznawane obecnie za duże dochodzą do wniosku, że będą na to za słabe. Z tego powodu dwa giganty na miarę europejską — francuska firma Thomson Semiconducteurs i włoski SGS ogłosiły już połączenie się w jedną firmę SGS-THOMSON Microelectronics. Wartość rocznej sprzedaży nowej firmy wynosi ok. 1 mld dolarów przy wyrobach od diod małej mocy do złożonych systemów cyfrowych. Zniknęły też znane od lat znaki firmowe, zastąpione przez białe litery ST na niebieskim polu. Połączenie to na pewno przyspieszy postęp europejskiej elektroniki, a nas jeszcze bardziej zostawi z tyłu...

Prace nad japońskim komputerem optycznym. Japońskie Ministerstwo Międzynarodowego Handlu i Przemysłu, Instytut Badań Wyrobów Przemysłowych oraz firma Hamamatsu ogłosiły wspólnie, że opracowały now typ komputera optycznego, który jest w stanie uczyć się jak odróżniać obrazy. Nowy komputer jest, jak to nazwano, typem „neuro-komputera". Jego budowa jest oparta na elektronicznych obwodach skonstruowanych w ten sposób, że imitują one strukturę neuronów ludzkiego mózgu. Komputer optyczny, który znajduje się w początkowym stadium rozwoju, jest w stanie rozpoznać „na wejściu" znaki i kształty, a następnie w miarę dokładnie je odwzorować. W początkowym stadium uczenia się komputer odtwarza znaki lub kształty w sposób niedokładny, co wynika z niewystarczającej pamięci komputera. Jednakże po przeanalizowaniu różnic między znakami „na wejściu" i „na wyjściu" koryguje swoją pamięć i ostatecznie odwzorowuje właściwe znaki. Gdy znak został całkowicie zapamiętany, komputer potrafi „wybrać" ten sam znak spośród innych, nawet jeśli jest on nieco zniekształcony. Ta funkcja kojarzenia, zdaniem japońskich naukowców, oznacza, że w przyszłości udoskonalone komputery optyczne będą mogły „czytać" ręcznie pisane znaki.

Drukarka laserowa Xerox 4045 CP. Drukarka ta może współpracować z systemami komputerowymi IBM 360/370, DEC PDP/VAX oraz z mikrokomputerami kompatybilnymi z IBM PC XT/AT. Ma szerokie możliwości emulacji, m.in. drukarek Diabolo 630 i Xerox 2700. Ważniejsze dane techniczne: sterownik-mikroprocesor INTEL 80186, pamięć RAM o pojemności 512 dB ÷ 1,5 MB, interfejs asynchroniczny RS 232, interfejsy równoległe Centronics 100 i Dataproducts 2260. Xerox 4045 CP charakteryzuje się dużą szybkością działania (10 stron formatu A4 na minutę), dobrą jakością druku, możliwościami graficznymi (rozdzielczość 300 × 300 lub 150 × 150 w zależności od obszaru przeznaczonego na grafikę) i dużym wyborem rodzaju czcionek dostępnych na wymienialnych kasetach lub dyskietkach. Oferowana jest również opcja kopiarki.

Sprzęt RTV staje się coraz tańszy. Szkoda, że nie w Polsce. Znana zachodnioniemiecka firma Schaub-Lorenz oferuje, za niewysoką cenę ok. 250 marek, radiomagnetofon o bardzo dobrych parametrach i uniwersalnym zasilaniu, do użytku w domu i np. na kempingu. „Camping Cassette 715D Stereo (fot. niżej) zawiera: czterozakresowy odbiornik radiofoniczny (Dł., Śr., Kr., UKF), podwójny magnetofon kasetowy, equalizer o trzech regulowanych częstotliwościach (150 Hz, 1 kHz, 8 kHz), odłączane zestawy głośnikowe wyposażone w głośniki niskotonowe i wysokotonowe. Maksymalna moc wyjściowa wynosi 16 W. Zasilanie 20 V lub 9 V (6 baterii). Wymiary 51 × 21 × 15,5 cm. Masa ok. 3,9 kg (bez baterii).



Przystawka chorus-flanger

mgr inż. JAROSŁAW ZIEMBICKI

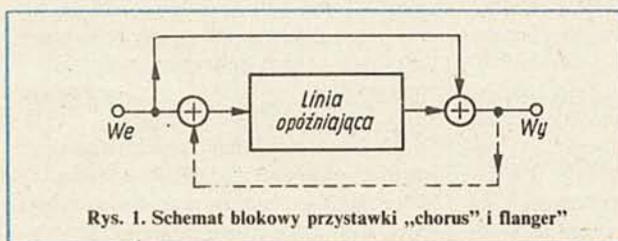
W artykule opisano prostą przystawkę do modyfikacji dźwięku dowolnego instrumentu elektronicznego, nadającą się do wykonania nawet przez amatora nie dysponującego dużym zestawem przyrządów pomiarowych. Warunkiem wykonania urządzenia jest przede wszystkim zdobycie użytego w przystawce układu scalonego TDA1022 produkcji zachodniej.

„Chorus" i „flanger" należą do najbardziej rozpowszechnionych urządzeń wzbogacających dźwięk elektronicznych instrumentów muzycznych. Stosowane są szczególnie chętnie do gitar elektrycznych i instrumentów klawiszowych.

Rozpowszechnienie się przed kilku laty niedrogich analogowych linii opóźniających TDA1022 skłoniło autora do opracowania prostego urządzenia „chorus-flanger". Parametry, jakie udało się uzyskać, są porównywalne z parametrami podobnych urządzeń produkowanych fabrycznie.

Układ potrzebny do uzyskania efektów „chorus" i „flanger" jest w zasadzie jednakowy (rys. 1).

Sygnał jest doprowadzany do linii opóźniającej o czasie opóźnienia zmienianym w zakresie od kilku do kilkunastu milisekund.



Rys. 1. Schemat blokowy przystawki „chorus" i flanger"

Sygnał opóźniony jest sumowany z oryginalnym. W wypadku efektu „flanger" stosuje się ponadto regulowane sprzężenie wyjścia z wejściem, wpływające na kształt charakterystyki przenoszenia układu.

Zmiany czasu opóźnienia linii opóźniającej mają decydujący wpływ na rodzaj uzyskiwanego efektu.

Zadaniem urządenia „chorus" jest „rozstrojenie" sygnału akustycznego. Z rozważań teoretycznych wynika, że zmiana czasu opóźnienia linii powoduje zmianę częstotliwości sygnału na jej wyjściu. Nasuwa się analogia z efektem Dopplera, obserwowanym dla źródła dźwięku poruszającego się, a więc słyszanego ze zmiennym opóźnieniem. Przykładowo, jeżeli opóźnienie linii wzrasta liniowo o 10 ms w czasie 0,5 sekundy, to częstotliwość wyjściowa linii wynosi wtedy $F_{wy} = F_{we} \cdot (1-0{,}01/0{,}5)$, czyli $F_{wy} = 0{,}98\ F_{we}$. Na wyjściu układu „chorus" pojawiają się dwa rozstrojone względem siebie sygnały muzyczne, co daje złudzenie gry dwóch instrumentów. Rozbudowany efekt „chorus" wykorzystano w latach siedemdziesiątych w instrumentach klawiszowych imitujących brzmienie zespołu smyczkowego (tzw. „string").

W urządzeniu „flanger" przestrajanie linii opóźniającej jest na tyle powolne, że zmiana częstotliwości jest niezauważalna. Układ spełnia funkcję filtru grzebieniowego. Charakterystyka częstotliwościowa układu, przedstawiona na rys. 2, przypomina kształtem charakterystykę urządzenia „phasing", ale ze względu na inaczej rozmieszczone minima i maksima charakterystyki, dźwięk ulega silniejszej deformacji.

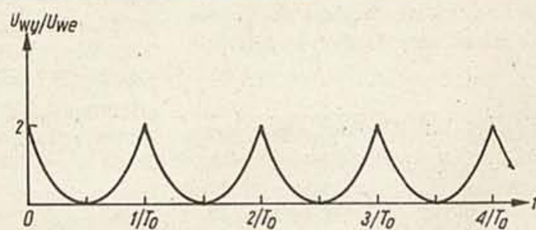
Do opóźnienia sygnału analogowego o kilka... kilkanaście milisekund używane są scalone analogowe linie opóźniające. Linia taka składa się z kilkuset komórek z pojemnościami przenoszącymi porcje ładunku elektrycznego. Ładunki te odpowiadają próbkom napięcia wejściowego i przemieszczają się, w takt przebiegu zegarowego, od wejścia do wyjścia linii. Układ scalony TDA1022 zawiera 256 stopni opóźnienia, co przy częstotliwości taktowania od 5 do 500 kHz umożliwia realizację opóźnienia o czas od 0,512 do 51,2 ms.

Warto dodać, że stosując analogowe linie opóźniające o większej „długości" wykonywano elektroniczne urządzenia pogłosowe o czasach opóźnienia rzędu dziesiątych części sekundy. W obecnie wytwarzanych urządzeniach tego typu dźwięk jest przetwarzany na postać cyfrową i opóźniany w pamięciach cyfrowych.

Schemat urządzenia „chorus-flanger" przedstawiono na rys. 3. Stopień z tranzystorem T1 spełnia funkcję wzmacniacza i sumatora sygnału wejściowego z sygnałem zwrotnym. Spełnia on również funkcję filtru dolnoprzepustowego (niezbędnego w każdym układzie z próbkowaniem sygnału). Następnym blokiem jest linia opóźniająca. Sygnał z wyjścia linii, po filtrze dolnoprzepustowym, jest sumowany z sygnałem oryginalnym w układzie z tranzystorem T2.

Przełącznik S1 umożliwia ominięcie układu wówczas, gdy nie jest on potrzebny podczas gry.

Potencjometrem P1 reguluje się wartość dodatniego sprzężenia zwrotnego, a potencjometr montażowy PR1 służy do wyregulowania poziomu sygnału na wyjściu układu.



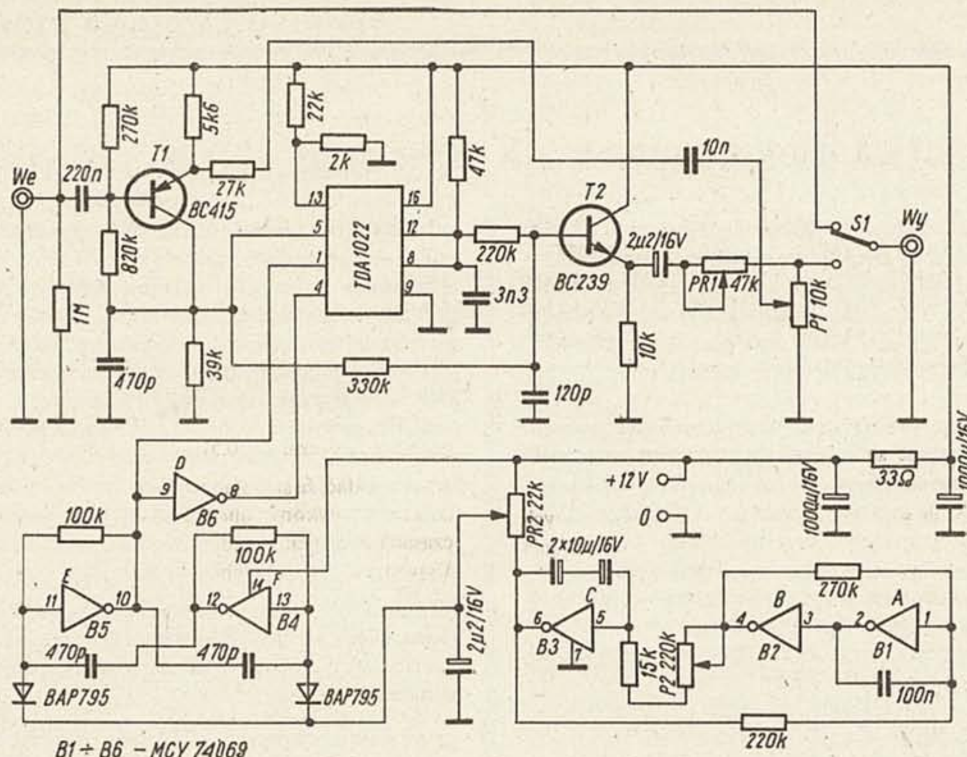
Rys. 2. Charakterystyka częstotliwościowa urządzenia „chorus"

Do taktowania linii opóźniającej jest użyty generator przestrajany napięciem (VCO) o częstotliwości rzędu kilkudziesięciu kiloherców, wykonany z inwerterami B4 i B5. Układ scalony TDA1022 wymaga zegara dwufazowego; przebieg zegarowy o przeciwnej fazie jest dostarczany przez inwerter B6.

Z inwerterów B1, B2 i B3 jest utworzony LFO — generator wolnozmiennego przebiegu trójkątnego, w klasycznym układzie: integrator-przerzutnik Schmitta. Bramki B1 i B2 tworzą przerzutnik o szerokości pętli histerezy niewiele mniejszej od napięcia zasilającego. Dzięki temu integrator z bramką B3 wytwarza przebieg o dużej amplitudzie, a do uzyskania długich okresów drgań wymagane są elementy RC o mniejszych wartościach.

Potencjometrem P2 reguluje się okres zmian przebiegu generatora.

Sygnał z LFO przestraja generator VCO. Ustawienie zakresu przestrajania przeprowadza się potencjometrem montażowym PR2.



Rys. 3. Schemat przystawki „chorus-flanger"

Zastosowany układ cyfrowy MCY74069 produkcji CEMI, wykonany w technologii CMOS, może być zastąpiony zagranicznym odpowiednikiem, np. CD4069, HEF4069, MC14069 itp.

Do zasilania urządzenia został użyty fabryczny zasilacz kalkulatorowy małej mocy, przerobiony z 9 V na 12 V przez wymianę diody Zenera. Można użyć zasilacza wykonanego samodzielnie, dostarczającego napięcia stabilizowanego ok. 12÷15 V przy prądzie rzędu kilkunastu mA.

Na rys. 4 jest przedstawiony przykładowy schemat zasilacza.

Transformator sieciowy może być dowolnie małej mocy o napięciu uzwojenia wtórnego (bez obciążenia) ok. 15 V (np. TS 2/15 lub dzwonkowy).

Przystawka jest na tyle prosta, że jej uruchomienie nie powinno sprawić trudności nawet niezaawansowanemu elektronikowi.

Należy jedynie zachować ostrożność przy instalowaniu układów scalonych. Powinny być one montowane na podstawkach.

Układy scalone TDA1022 i MCY74069 są dostarczane z wyprowadzeniami zwartymi, np. gąbką przewodzącą. Gąbkę tę usuwa się dopiero podczas wkładania układu scalonego do podstawki (wyprowadzeń układu nie należy dotykać).

Montaż można przeprowadzić na płytce uniwersalnej (do nabycia w sklepach CSH) o wymiarach ok. 50×50 mm.

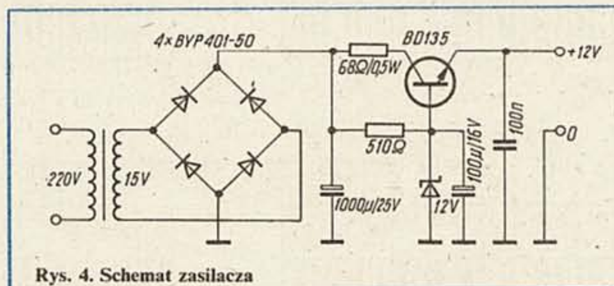
Po ukończeniu montażu należy starannie sprawdzić wszystkie połączenia.

Zaleca się wstępne uruchomienie urządzenia jeszcze przed włożeniem układów scalonych. Na kolektorze tranzystora T1 i na emiterze tranzystora T2 powinny występować napięcia stałe, równe w przybliżeniu połowie napięcia zasilania. Sygnał akustyczny (nie przekształcony) powinien przechodzić z wejścia do wyjścia przystawki.

Następnie należy sprawdzić poprawność doprowadzenia zasilania do podstawek układów scalonych.

Kolejny etap, to zamontowanie układu scalonego MCY74069.

Na końcówce 4 tego układu powinny występować skoki napięcia od zera do wartości równej napięciu zasilania, o częstotliwości zmienianej potencjometrem P2. Jeżeli dysponujemy oscyloskopem, należy sprawdzić obecność przebiegów zegarowych na zaciskach 1 i 4 w podstawce układu scalonego TDA1022. Jeżeli w



Rys. 4. Schemat zasilacza

układzie nie ma błędów, instalujemy układ TDA1022. Do wejścia przystawki doprowadzamy sygnał akustyczny i ustawiamy potencjometry montażowe tak, aby otrzymać pożądane efekty słuchowe.

Zmontowane urządzenie mieści się w zasadzie w każdej obudowie. Szczególnie zalecana jest obudowa typowa do urządzeń gitarowych, z przełącznikiem nożnym. Na płytę czołową wyprowadza się potencjometry P1 i P2 oraz przełącznik S1.

LITERATURA

Professional analogue IC's. Philips data handbook.

Interfejs MIDI do komputera ZX Spectrum

mgr inż. JAROSŁAW ZIEMBICKI

Artykuł zawiera opis prostego układu interfejsu do komputera ZX Spectrum, umożliwiającego współpracę tego komputera z elektronicznymi instrumentami muzycznymi, przystosowanymi do współdziałania w systemie MIDI. Wyjaśniona jest struktura danych przesyłanych łączem systemu MIDI oraz podano przykładowy, prosty program demonstracyjny w języku BASIC.

Interesującą dziedziną wykorzystania komputerów jest zastosowanie ich do sterowania elektronicznymi instrumentami muzycznymi. Spadek cen syntezatorów muzycznych i komputerów domowych sprawił, że muzycy coraz częściej posługują się elektronicznymi instrumentami, a wielu z nich — podczas komponowania i wykonywania utworów — posługuje się komputerem. Rodzimych amatorów muzyki elektronicznej być może zainteresuje możliwość użycia do celów muzycznych komputera bardzo wciąż u nas popularnego — ZX Spectrum. W tym celu należy wyposażyć ten komputer w interfejs MIDI.

MIDI (Musical Instrument Digital Interface) jest międzynarodowym standardem określającym zasady przesyłania informacji między elektronicznymi instrumentami muzycznymi, urządzeniami elektroakustycznymi i komputerami. Standard MIDI, opracowany na początku lat osiemdziesiątych w firmie Sequential Circuits, został powszechnie zaakceptowany. Prawie wszystkie obecnie produkowane syntezatory muzyczne, komputery perkusyjne, procesory dźwięku itp. są wyposażone w interfejs MIDI. Oferowane są moduły syntezatorów bez klawiatury, zaopatrzone jedynie w gniazdo odbiorcze MIDI. Wytwarza się również same klawiatury sterujące, o konstrukcjach uwzględniających tradycyjne wymagania muzyków (5÷7,5 oktaw, drewniane klawisze, układ elektroniczny reagujący na siłę nacisku klawiszy itd.).

Informacje przekazywane łączami MIDI umożliwiają sterowanie niemal wszystkimi funkcjami instrumentów muzycznych, np. włączaniem i wyłączaniem dźwięków, zmianą ich wysokości, przełączaniem brzmień — aż do pełnej ingerencji w elementarne parametry dźwięku.

Urządzenie z interfejsem MIDI ma przeważnie trzy gniazda:
— MIDI IN — wejście odbiornika urządzenia,
— MIDI OUT — wyjście nadajnika urządzenia,
— MIDI THRU — wyjście powtarzające sygnał odbierany przez MIDI IN w celu przekazania go do dalszych urządzeń.

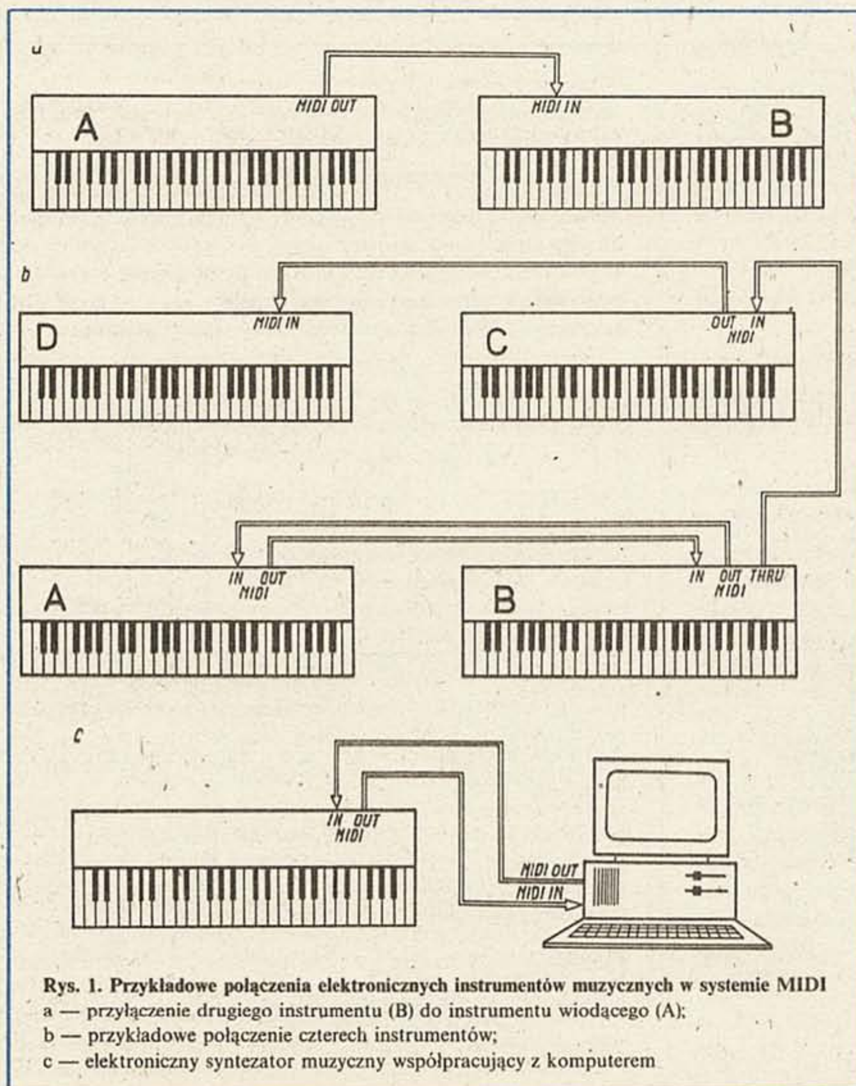
Jedynym funkcjonującym aktywnie połączeniem MIDI jest połączenie wyjścia MIDI OUT lub MIDI THRU z wejściem MIDI IN innego urządzenia. Stąd wynika konieczność stosowania wyjść MIDI THRU w wypadku połączenia kilku instrumentów w jeden zestaw.

Urządzenia typowo nadawcze (np. klawiatury) mają tylko wyjścia MIDI OUT. Urządzenia-odbiorniki (np. procesory dźwięku) mają wyjścia MIDI IN i ew. wyjścia MIDI THRU. Instrumenty najprostsze nie są wyposażone w gniazdo MIDI THRU, toteż stanowią zwykle ostatnie ogniwo łańcucha MIDI.

Na rys. 1a przedstawiono najczęściej praktykowany zestaw MIDI. Muzyk grający na instrumencie A wydobywa dźwięki z instrumentów A i B. Podczas gdy na klawiaturze syntezatora B dźwięk będzie powstawał tylko w syntezatorze B, gdyż jego wyjście MIDI OUT nie steruje wejścia MIDI IN instrumentu A.

Układ z rys. 1b jest bardziej złożony. Z klawiatury A można sterować instrumenty A, B i C. Syntezator B uruchamia instrumenty B i A. Z pomocą urządzenia C można uzyskać dźwięk z C i D, a klawiatura D nie steruje żadnego instrumentu poza instrumentem D.

Generowaniem dźwięku w syntezatorze może sterować nie tylko klawiatura. Istnie-



Rys. 1. Przykładowe połączenia elektronicznych instrumentów muzycznych w systemie MIDI
a — przyłączenie drugiego instrumentu (B) do instrumentu wiodącego (A);
b — przykładowe połączenie czterech instrumentów;
c — elektroniczny syntezator muzyczny współpracujący z komputerem

ją tzw. sekwencery, czyli funkcjonalne odpowiedniki magnetofonu wielośladowego. Magnetofon wielośladowy (analogowy), powszechnie używany w studiach fonograficznych, umożliwia niezależne nagrywanie poszczególnych głosów składających się na utwór muzyczny. Dzięki temu jeden muzyk może nagrać wielogłosowy utwór (metodą kolejnego dogrywania partii instrumentalnych). Jeżeli muzyka jest realizowana wyłącznie na instrumentach elektronicznych, to kosztowny wielośladowy magnetofon może być zastąpiony kilkakrotnie tańszym sekwencerem.

Muzyk, zapisując partię instrumentu na jedną ze ścieżek sekwencera, wprowadza do niego nie przebiegi akustyczne, lecz sygnały cyfrowe MIDI z syntezatora lub klawiatury sterującej. Pełna informacja o dźwiękach użytych w utworze muzycznym jest zapisywana w pamięci RAM (można ją zmagazynować w pamięci masowej, np. na dyskietce). Po dokonaniu zapisu można odtworzyć jego fragment lub całość z jednej lub kilku ścieżek sekwencera (oczywiście do odtworzenia muzyki konieczne są syntezatory dołączone przez tor MIDI). Dowolne fragmenty zapisu można poprawiać, nagrywając je w czasie rzeczywistym albo wpisując dźwięki krok po kroku. Funkcję sekwencera może z powodzeniem spełniać komputer domowy lub osobisty. Na rys. 1c przedstawiono połączenie syntezatora z komputerem.

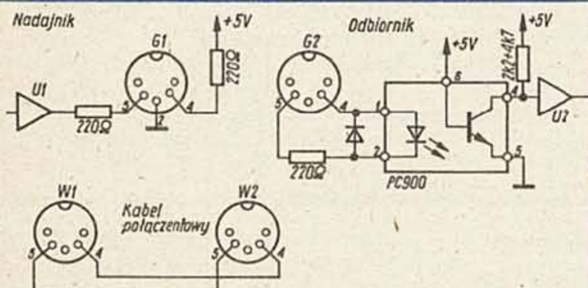
Przykładem komputerów domowych, szeroko dziś stosowanych w systemach MIDI, są modele firmy Atari z serii ST. Komputery te mają fabrycznie wbudowany interfejs MIDI. Do końca 1987 r. powstało kilkadziesiąt programów muzycznych na komputery ST, w tym profesjonalne sekwencery wielośladowe i edytory brzmień popularnych syntezatorów. W naszym kraju sprzęt klasy Atari ST czy Commodore Amiga pozostaje często poza zasięgiem możliwości finansowych muzyka, zwłaszcza jeśli zainwestował on swoje oszczędności w instrumenty muzyczne.

Autor skonstruował przystawkę-interfejs do komputera ZX Spectrum, umożliwiającą sterowanie dowolnych urządzeń pracujących w systemie MIDI. Działanie interfejsu sprawdzono z następującymi instrumentami: KORG POLY 800, KORG DW 6000, YAMAHA DX7, CASIO CZ1000, Roland TR505. W dalszej części artykułu jest opisana część sprzętowa interfejsu i obsługująca ją procedura w kodzie maszynowym oraz prosty program demonstracyjny w języku BASIC.

Łącze MIDI jest jednokierunkowym asynchronicznym łączem szeregowym. Stany logiczne są reprezentowane przez prąd płynący w linii: brak prądu oznacza logiczną jedynkę, prąd o natężeniu 5 mA to logiczne zero.

Na rys. 2 przedstawiono typowe układy nadajnika i odbiornika MIDI.

Warto podkreślić, że standard MIDI wymaga galwanicznego oddzielenia odbiornika od nadajnika, co powoduje konieczność stosowania transoptorów w odbiornikach. Niestety, zalecane typy transoptorów (PC900, CNY17) są u nas trudne do zdobycia. Transmisja łączem MIDI odbywa się z prędkością 31250 bodów



Rys. 2. Schemat układu interfejsu MIDI
U1, U2 — bramki lub przerzutniki TTL, G1, G2 — gniazda połączeniowe DIN, W1, W2 — wtyki połączeniowe DIN

Wybrane komunikaty kanałowe systemu MIDI

Rodzaj komunikatu	Bajt stanu	1. Bajt danych	2. Bajt danych
Wciśnięcie klawisza (key on)	1ØØ1cccc	numer klawisza Ø÷127	dynamika uderzenia 1÷127
Zwolnienie klawisza (key off)	1ØØØcccc	numer klawisza Ø÷127	ignorowany, np. Ø
Zmiana brzmienia (program change)	11ØØcccc	numer brzmienia Ø÷127	—
Portamento	1Ø11cccc	65	włączenie : 127 włączenie : Ø
Głośność instrumentu (main volume)	1Ø11cccc	7	wartość głośności Ø÷127
OMNI ON	1Ø11cccc	125	Ø
OMNI OFF	1Ø11cccc	124	Ø

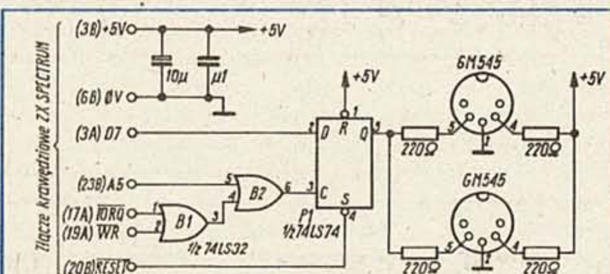
UWAGI
1. cccc jest kodem kanału MIDI. cccc=ØØØØ oznacza kanał 1, ØØØ1 — kanał 2, ... 1111 — kanał 16.
2. Numery klawiszy można przypisać następująco: klawisz C_2 (ok. 16,4 Hz) ma numer Ø, klawisz Cis_2 ma numer 1, ..., klawisz g^8 (ok. 25 kHz) ma nr 127. Typowa pięciooktawowa klawiatura zawiera klawisze o numerach od 36 do 96.

w porcjach ośmiobitowych. Każdy przesyłany bajt jest poprzedzony bitem startu równym ∅, a zakończony bitem stopu równym 1.

Informacje transmitowane łączem MIDI mają postać komunikatów (ang. messages). Komunikat składa się z bajtu stanu (ang. status byte) i następujących za nim bajtów danych — najczęściej jednego lub dwóch. Bajt stanu odróżnia się od bajtów danych tym, że jego najstarszy bit jest równy 1.

Istnieje pięć kategorii komunikatów MIDI. Dla nas najistotniejsze są tzw. komunikaty kanałowe (ang. channel messages), dlatego poświęcimy im nieco uwagi.

W standardzie MIDI przewidziano 16 kanałów przepływu informacji. Komunikat kanałowy zawiera (w bajcie stanu) numer kanału, dla którego jest przeznaczony. Każde urządzenie ma



Rys. 3. Schemat interfejsu MIDI do komputera ZX Spectrum

przypisany jeden z numerów kanałów i może reagować tylko na komunikaty kanałowe przeznaczone dla tego kanału (tzw. tryb OMNI OFF). Możliwe jest również odbieranie wszystkich komunikatów bez względu na to, dla których kanałów są przeznaczone (tryb OMNI ON).

W tablicy przedstawiono przykładowe komunikaty kanałowe systemu MIDI.

Schemat interfejsu MIDI do komputera ZX Spectrum jest przedstawiony na rys. 3. Jest to układ jednobitowego portu wyjściowego. Bramki B1 i B2 dekodują adres zapisu $(xxDF)_{hex}$ w obszarze we/wy procesora i generują impuls zegarowy dla przerzutnika P1. W przerzutniku zostaje zapamiętany bit D7 zapisywanego bajtu.

Odpowiednia obsługa programowana pozwala wykorzystać przedstawiony układ jako port szeregowy. Algorytm wysłania jednego bajtu łączem MIDI jest następujący:

1. Wyłączyć przerwania.
2. Co 112 taktów zegara ZX Spectrum (3,5 MHz) należy do portu wyjściowego wysłać kolejno: bit startu Ø, bity wysyłanego bajtu (od najmłodszego począwszy), bit stopu 1.
3. Włączyć przerwania.

Podczas transmisji linie adresowe A15, A14 nie mogą przyjmować stanu Ø 1 (powodowałoby to wstrzymywanie zegara ZX Spectrum). Wynika stąd, że procedura wysyłająca musi się znajdować w pamięci RAM powyżej adresu 32767, ponadto port wyjściowy musi być adresowany pełnym szesnastobitowym adresem we/wy (np. instrukcją OUT (C), A), w którym najstarsze bity nie będą równe Ø 1.

Listing 1 przedstawia program obsługi wyjścia MIDI w języku asemblera. Bajt przeznaczony do wysłania należy umieścić pod adresem START+17.
Program nie zmienia rejestrów procesora.

LISTING 1
Program obsługi wyjścia MIDI

```
                          ORG 654ØØ
FF78 F5          START    PUSH AF
FF79 C5                   PUSH BC
FF7A D5                   PUSH DE
FF7B Ø1DFØ9               LD BC,#Ø9DF
FF7E 11ØØ8Ø               LD DE,#8ØØØ
FF81 AF                   XOR A
FF82 F3                   DI
FF83 ED79                 OUT (C),A
FF85 CD9BFF               CALL DELAY
FF88 3EØØ                 LD A,Ø
FF8A Ø1DFØ9               LD BC,#Ø9DF
FF8D ØF          LOOP     RRCA
FF8E ED79                 OUT (C),A
FF9Ø B2                   OR D
FF91 CD9BFF               CALL DELAY
FF94 1ØF7                 DJNZ LOOP
FF96 FB                   EI
FF97 D1                   POP DE
FF98 C1                   POP BC
FF99 F1                   POP AF
FF9A C9                   RET
FF9B DDE3        DELAY    EX (SP),IX
FF9D DDE3                 EX (SP),IX
FF9F 13                   INC DE
FFAØ C9                   RET
```

Listing 2 prezentuje prosty program sekwencera w języku BASIC, ilustrujący zasadę wydobywania dźwięków w przyłączonych instrumentach.
Program czyta kolejno numery klawiszy instrukcją READ (linia 13Ø), po czym wysyła w 1. kanale MIDI informację o wciśnięciu klawisza (linie 14Ø ÷ 16Ø) i zaraz potem o zwolnieniu go (linie 18Ø ÷ 2ØØ). Odpowiada to technice gry staccato.
Przystępując do pisania własnego oprogramowania warto pamiętać o następujących zaleceniach:

- W pamięci sekwencera, oprócz wysokości nut, powinny być kodowane również ich wartości rytmiczne (czasy trwania).
- Momenty włączenia i wyłączenia dźwięków powinny być odmierzane z dużą dokładnością. Zalecanym sposobem pomiaru czasu w ZX Spectrum jest zliczanie przerwań, generowanych przez układ ULA bądź przez zewnętrzny generator, dołączony wprost do linii $\overline{INT}$ mikroprocesora (styk 13A złącza krawędziowego).
- Bardzo ważną częścią programu jest edytor umożliwiający wprowadzanie i poprawianie zapisu muzycznego. Ten element oprogramowania wymaga dokładnego przemyślenia i powinien być konsultowany z muzykami — użytkownikami sekwencera.

LISTING 2
Prosty sekwencer

```
1Ø REM sekwencer
2Ø CLEAR 65399: LET prog = 654ØØ: REM adres startu
3Ø FOR i = Ø TO 4Ø: READ x: POKE prog+i,x: NEXT i
4Ø LET bajt = prog+17: REM adres wysylanego bajtu
5Ø LET imax = 8: REM liczba dzwiekow w sekwencji
6Ø CLS: INPUT "Podaj tempo — 1...9"; tempo:
PRINT "TEMPO :"; tempo
7Ø LET tempo = 1Ø*(1Ø—tempo)
8Ø PRINT" "Aby przerwać odtwarzanie" ' "wciśnij dowolny
klawisz"
9Ø REM start petli odtwarzania
1ØØ RESTORE 1Ø1Ø
11Ø FOR i = 1 TO imax
12Ø REM uruchomienie klawisza
13Ø READ klaw
14Ø POKE bajt,144: RANDOMIZE USR prog
15Ø POKE bajt,klaw: RANDOMIZE USR prog
16Ø POKE bajt,127: RANDOMIZE USR prog
17Ø REM zwolnienie klawisza
18Ø POKE bajt,128: RANDOMIZE USR prog
19Ø POKE bajt, klaw: RANDOMIZE USR prog
2ØØ POKE bajt,Ø: RANDOMIZE USR prog
21Ø REM opoznienie
22Ø FOR t = Ø TO tempo: NEXT t
23Ø REM test stopu
24Ø IF INKEY$ < > " " THEN GOTO 6Ø
25Ø NEXT i
26Ø GOTO 1ØØ
5ØØ REM zapis kodu maszynowego
51Ø DATA 245,197,213,1,223,9,17,Ø,128,175,243,237,121,2Ø5,
155
52Ø DATA 255,62,Ø,1,223,9,15,237,121,178,2Ø5,155,255,16,
247,251
53Ø DATA 2Ø9,193,241,2Ø1,221,227,221,227,19,2Ø1
1ØØØ REM numery klawiszy kolejnych dzwiekow
1Ø1Ø DATA 6Ø,63,6Ø,67,7Ø,72,67,63
```

LITERATURA

[1] What is MIDI? Prospekt reklamowy. KORG Keio Electronic Laboratory Corporation
[2] KORG DW 6000 MIDI Implementation
[3] Roland αJUNO-1 MIDI Implementation
[4] Piotrowski A.J.: Standard interfejsu MIDI. „Komputer", marzec 1987 r.
[5] Meyer D.: Fantasia on a MIDI theme. „Elektor", november 1985
[6] Jenkins M.: Sounding out the MIDI. „Sinclair QL world", october 1986

Z KRAJU i ZE ŚWIATA

Przenośny, bezprzewodowy zestaw do nagłośniania. Firma TOE Electronics (RFN) oferuje przenośny zestaw typ WA 620C, o mocy 15 W do wzmacniania dźwięku, który może być zasilany z baterii, bądź z sieci. Cechą charakterystyczną urządzenia jest jego współpraca z mikrofonem bez połączenia przewodowego. Poza tym urządzenie jest wyposażone w odtwarzacz kaset magnetofonowych, dzięki czemu jest możliwe reprodukowanie prelekcji nagranych wcześniej. Urządzenie może być bardzo przydatne podczas wzmacniania głosu mówców oraz przy prowadzeniu wykładów w audytoriach i świetlicach.

Amatorski multimetr cyfrowy (2)

BOGUSŁAW KALINOWSKI

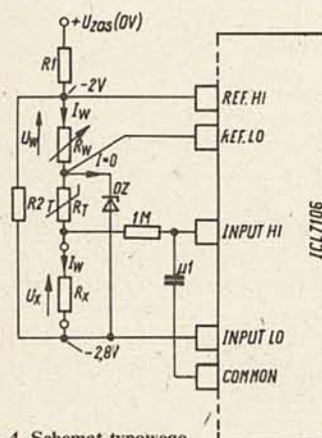
PRZETWORNIK REZYSTANCJA-NAPIĘCIE

Zdecydowanie najprostszym i najczęściej stosowanym przetwornikiem R/U jest układ przedstawiony na rys. 4. Dzielnik R1, R2 określa napięcie na wejściu REF HI względem zacisku COMMON. Prąd płynący przez rezystor wzorcowy R_w (z dzielnika napięcia) jest taki sam, jak prąd płynący przez rezystor mierzony R_x. Dlatego stosunek napięć określający kod wyjściowy przetwornika a/c, jest równy stosunkowi rezystancji $R_x/R_w = U_x/U_w$. Podane na rysunku przykładowe wartości napięć są prawdziwe dla przypadku, gdy suma rezystancji

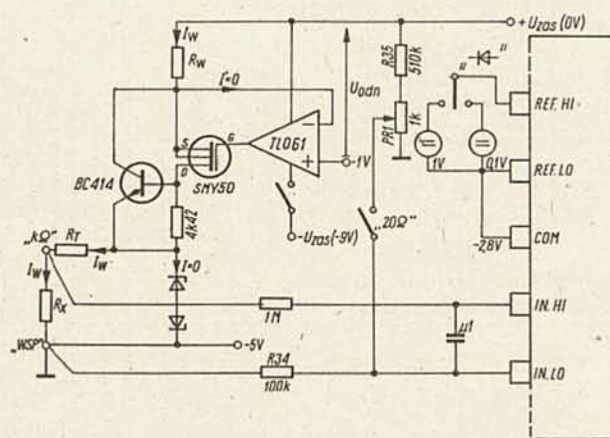
Inny układ przetwornika R/U, wykrzystujący również źródło prądowe, można znaleźć w [4], [5].

Wróćmy jeszcze do przetwornika R/U z rys. 4. Jeżeli zamienimy miejscami rezystory R_w i R_x, wtedy kod wyjściowy przetwornika a/c będzie odpowiadał stosunkowi R_w/R_x, czyli G_x/G_w, gdzie G_x i G_w są odpowiednio konduktancjami: mierzoną i rezystora wzorcowego.

W ten sposób, przez proste przełączenie otrzymujemy możliwość pomiaru konduktancji w zakresie od 0 do 200 nS dla R_w = 10 MΩ, co oznacza dodatkowy zakres pomiaru rezystancji od 5 MΩ do 10 GΩ.



Rys. 4. Schemat typowego układu przetwornika R/U



Rys. 5. Schemat przetwornika R/U miernika UMC-01BK

$R_w + R_T + R_x$ nie obciąża dzielnika R1, R2. Jeżeli dzielnik R1, R2 zostanie tak dobrany, aby spadek napięcia na rezystorze R_x w chwili pomiaru mógł przekraczać 0,7 V, wówczas zamiast rezystora R_x można dołączyć do zacisków wejściowych badane złącze półprzewodnikowe. Gdy przyrząd wyświetla skończoną, niezerową wartość, złącze jest dobre. W przeciwnym wypadku jest uszkodzone lub zostało włączone odwrotnie. Tak więc układ z rys. 4 może służyć do testowania złącz półprzewodnikowych (germanowych, krzemowych, Schottky'ego).

Niestety, nie można w tym układzie zmierzyć spadku napięcia na złączu dla określonej wartości prądu płynącego przez to złącze. A taka możliwość jest bardzo potrzebna w codziennej praktyce w mierniku UMC-01BK. Zdecydowano się więc na układ przetwornika R/U przedstawiony na rys. 5. Jest to źródło prądowe o wydajności $I_w = U_{odn}/R_w$, przy czym U_{odn} oznacza napięcie odniesienia równe 1,0 V z dokładnością do napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego, R_w — rezystory wzorcowe o wartościach od 100 Ω do 100 MΩ, według ciągu 10^k k = 2,... 8.

Przy pomiarze rezystancji R_x napięcie wzorcowe przetwornika a/c wynosi 100 mV. Gdy chcemy zmierzyć napięcie na złączu, zmieniamy napięcie wzorcowe przetwornika do wartości 1 V. Wtedy możemy badać złącza, w których spadek napięcia nie przekracza 2 V, a więc również złącza diod elektroluminescencyjnych o świeceniu w podczerwieni i czerwieni.

Dodatkowy układ, złożony z rezystorów R34, R35 i potencjometru PR1 (wyprowadzony na płytę czołową) służy do kompensacji rezystancji kabli pomiarowych i styków na zakresie 20 Ω.

PRZETWORNIK NAPIĘCIA ZMIENNEGO NA STAŁE

Większość obecnie produkowanych multimetrów ma przetworniki AC/DC w postaci specjalizowanych układów scalonych, w których doprowadzone do wejścia napięcie zmienne lub suma napięcia stałego i zmiennego są przetwarzane na napięcie stałe o wartości równej wartości skutecznej sygnału wejściowego. Dopuszczalne współczynniki szczytu (crest factor) są bardzo różne i mieszczą się w zakresie od 1,5 do 7. Zależą one od metody przetwarzania oraz od stosunku wartości mierzonej do wartości pełnej skali. Ponieważ scalone przetworniki wartości skutecznej są niedostępne, a wykonanie takiego przetwornika w warunkach amatorskich nie jest celowe, więc ten temat nie będzie tu omawiany.

W wielu tańszych multimetrach stosuje się przetworniki AC/DC wartości średniej, przy czym wyświetlana jest wartość skuteczna sygnału sinusoidalnego odpowiadająca przetworzonej wartości średniej.

Literatura na temat przetworników wartości średniej jest bardzo obszerna (patrz [5, 6]). Każdy układ zamieszczony w literaturze może być zastosowany w multimetrze. Jednak w multimetrach bateryjnych bardzo często stosowany jest układ przetwornika AC/DC przedstawiony na rys. 6 [7]. Pzetwornik ten ma kilka cech szczególnych:

a) zastosowano tani, o małym poborze mocy, podwójny wzmacniacz operacyjny;
b) błąd wynikający z wpływu prądów polaryzacji wzmacniaczy usunięto przez zróżnicowanie wartości rezystorów R5 i R6;

Podstawowe parametry multimetrów 3½ i 4½-cyfrowych kilku wybranych firm (cd. T a b l i c y)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
KEITHLEY	175	4,5	TZ, dB 200 μA, 10A 20 MΩ, 200 MΩ AUTO/MANUAL REL programowalny pamięć 100 pom.	0,03% + 1	1% + 20 0,5% + 20 1,5% + 40 (200 mV) 1% + 40 8% + 75 (200 mV) 2,5% + 75	20÷50 Hz 50 Hz÷10 kHz 10÷20 kHz 20÷50 kHz	0,05% + 2 0,2% + 1 (20 MΩ) 2,0% + 1 (200 MΩ)	0,2% + 2 0,75% + 2 (10 A)	1% + 20 0,8% + 20	20÷50 Hz 50 Hz÷10 kHz	SK	BENCH Wersja „handheld" o mniejszej dokładności: 136
KEITHLEY	132	3,5	T, TZ 20 MΩ	0,25% + 1	1% + 9	45÷50 Hz	0,5% + 4 (200 Ω) 0,2% + 1 2% + 1 (20 MΩ)	0,75% + 1 (2; 20 mA) 1% + 1 (0,2 A) 2% + 1 (2 A)	2% + 9 3% + 9 (2 A)	45÷500 Hz	SK	HANDHELD Brak zakresu 2 MΩ Wersje mniej dokładne z przetwornikiem wartości średniej: 128, 130, 131
PHILIPS	PM 2519	4+	T, SZ, TZ dB, Hold, REL AUTO/MANUAL programowalny f: 1,10; 100 kHz 1 MHz 10 MΩ	0,1% + 0,02% fs	0,5% + 0,1% fs 1% + 0,1% fs 5% + 0,1% fs	40 Hz÷1 kHz 1÷10 kHz 10÷20 kHz	0,3% + 0,1% fs 0,5% + 0,1% fs dla 1; 10 MΩ	0,5% + 0,1% fs	0,8% + 0,1% fs 5% + 0,1% fs	40 Hz÷1 kHz 1÷10 kHz	SK	BENCH Zakresy w ciągu 1,1·10^k k=0,1,2... z wyjątkiem zakresów prądowych: 2,2·10^k k=0,1,2... Brak zakresu 2,2 mA
B.K.	UMC-01 (opisany w artykule)	3,5	SZ,TZ 20 Ω, 20 μA 200 μA 20 MΩ, 200 MΩ źródło prądowe (oraz funkcje i zakresy podstawowe podano poniżej)	0,05% + 1 dla 200 mV i 2 V 0,1% + 1	0,2% + 1 } 200 mV 1% + 1 } i 2,5% + 1 } 2 V 0,5% + 1 } 20 V 1% + 1 } 200 V	20 Hz÷10 kHz 10÷50 kHz 50÷100 kHz 20 Hz÷1 kHz 1÷20 kHz	0,1% + 1 0,1% + 2 (200 Ω) 1% + 1 (200 MΩ)	0,5% + 1	1% + 1	40÷500 Hz	ŚR	BENCH Kompensacja rezystancji i przewodów na zakresie 20 Ω Kompensacja częstotliwościowa dzielnika wejściowego dla T = 20° C

Funkcje podstawowe: V, kΩ, mA
Zakresy podstawowe: 200 mV, 2 V, 20 V, 200 V, 1000 V (750 V dla napięć zmiennych) 200 Ω, 2 kΩ, 20 kΩ, 200 kΩ, 2 MΩ, 2 mA, 20 mA, 200 mA, 2 A
Znamionowy zakres temperatur pracy: 18°÷28°C

Wartość błędu: ± (% wartości mierzonej + liczba najmniej znaczących cyfr) lub ± (% wartości mierzonej + % wartości pełnej skali fs)
BENCH — obudowa typu stacjonarnego
HANDHELD — obudowa typu kalkulatorowego

T — temperatura
SZ — syganalizacja zwarcia
K — konduktancja
TZ — testowanie złącza
ŚR — przetwornik wartości średniej

SK — przetwornik wartości skutecznej
dB — wynik pomiaru napięcia zmiennego w skali logarytmicznej [dB]
f — częstotliwość
REL — wskazanie względne, tzn. odniesione do pewnej ustalonej wartości
Hold — możliwość zatrzymania wyniku pomiaru na wyświetlaczu

c) prostowanie jest dwupołówkowe, skorzystano z wejścia różnicowego przetwornika analogowo-cyfrowego; stąd filtr wygładzający tętnienia może mieć małą stałą czasu;
d) potencjometr PR4 służy do ustalenia współczynnika skalowania;
e) układ „bootstrap" zastosowany we wtórniku wejściowym zapewnia dużą impedancję wejściową układu.

Podobny (chodzi o zasadę działania), układ zastosowano w przyrządzie UMC-01. Różnice konstrukcyjne, polegające na użyciu szybszych wzmacniaczy, kompensacji zewnętrznej typu „feedforward", innego układu „bootstrap'u", sprzężenia stałoprądowego między wzmacniaczami, umożliwiły znaczne rozszerzenie pasma przetwornika AC/DC multimetru UMC-01 w porównaniu z pasmem przetwornika z rys. 6.

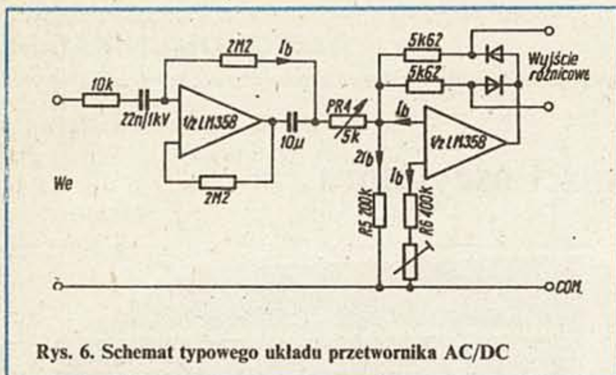
Szerokość pasma układu z rys. 6 jest ograniczona przez prostownik, natomiast szerokość pasma przetwornika AC/DC multimetru UMC-01 jest wyznaczona przez stałą czasu wejściowego obwodu zabezpieczenia przed przeciążeniem.

Bardzo trudnym do rozwiązania problemem dotyczącym pomiaru napięcia zmiennego jest właściwa konstrukcja dzielnika napięcia mierzonego. Nie wystarcza w tym wypadku duża dokładność wykonania dzielnika, mierzona prądem stałym; konieczne są jeszcze dobre właściwości częstotliwościowe: minimalna indukcyjność i pojemność własna rezystorów dzielnika. Stąd dzielniki napięcia zmiennego bywają wykonywane jako cienkowarstwowe i grubowarstwowe, lub są składane z pojedynczych rezystorów metalizowanych. W multimetrach przenośnych i niektórych stacjonarnych używany jest pojedynczy dzielnik, służący zarówno na zakresach stałoprądowych jak i zmiennoprądowych. Często zdarza się, że dzielnik dla napięcia zmienego ma 10-krotnie mniejszą rezystancję wejściową niż dla napięcia stałego (zaczyna się od drugiego rezystora dzielnika stosowanego do dzielenia napięcia stałego).

W wielu multimetrach stacjonarnych jest stosowany osobny dzielnik dla napięcia stałego i osobny dla napięcia zmiennego, o odpowiednio zmniejszonej rezystancji. Ułatwia to znacznie kompensację dzielnika.

UKŁADY ZABEZPIECZAJĄCE

Multimetry fabryczne są wyposażone w wiele układów zabezpieczających przed uszkodzeniem w wyniku niewłaściwej obsługi. Dzielnik napięciowy jest chroniony przed przepięciami szeregowym rezystorem oraz równoległym warystorem (rys. 3). Rezystancja rezystora szeregowego jest tak dobrana, aby nie wprowadzał on istotnego błędu. Dla przykładu z rys. 3 błąd wprowadzany przez rezystor 1 kΩ na zakresie 200 mV wynosi 0,01%, a więc jest pięciokrotnie mniejszy niż rozdzielczość przetwornika a/c. Przez odpowiednią korekcję rezystora 9 MΩ można na wszystkich pozo-



Rys. 6. Schemat typowego układu przetwornika AC/DC

stałych podzakresach skompensować błąd wnoszony przez rezystor szeregowy.

Istotną sprawą jest zastosowanie właściwego warystora (MOV). Wartość napięcia, przy którym warystor przestaje być przerwą w obwodzie, powinna wynosić około 1,2 wartości maksymalnego napięcia mierzonego danym multimetrem. Najczęściej $U_{max} = 1000$ V, a napięcie progowe warystora jest równe 1,2 kV. Elementów tych nie ma w Polsce. Należy więc unikać przepięć na wejściu multimetru, który nie ma zabezpieczenia dzielnika wejściowego, zwłaszcza przy pomiarach napięć w układach impulsowych.

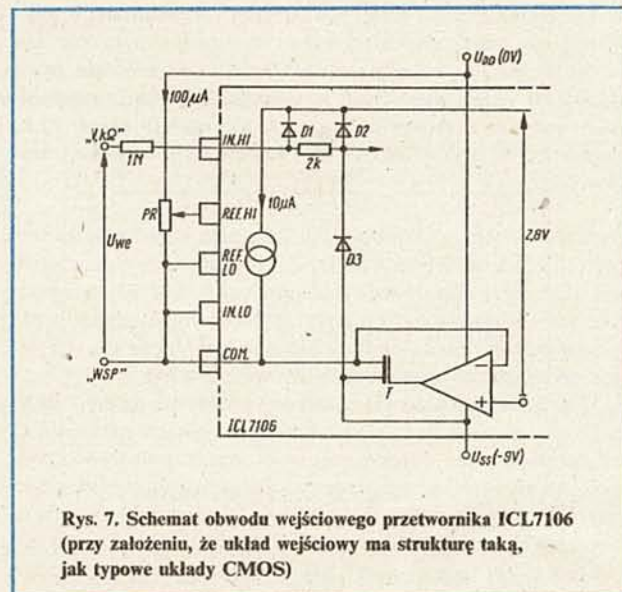
W nowszych modelach multimetrów, np. w przyrządach typu 21 i 23 firmy Fluke, oprócz warystorów stosuje się iskierniki.

Rezystory przetwornika prąd-napięcie są chronione bezpiecznikiem (najczęściej 2 A, 250 V) włączonym szeregowo z zaciskiem wejściowym oraz diodami dołączonymi równolegle do wejścia prądowego, jak na rys. 3. Niektórzy producenci stosują, zamiast jednego, dwa bezpieczniki połączone szeregowo. Drugi bezpiecznik wytrzymuje większe napięcie niż pierwszy, przeważnie jest to bezpiecznik 3 A, 600 V. Diody zabezpieczające powinny wytrzymywać w kierunku przewodzenia ciągły prąd większy od prądu znamionowego bezpiecznika, natomiast w kierunku zaporowym powinny mieć możliwie mały prąd wsteczny. Najpopularniejszymi diodami zabezpieczającymi są diody typu BY251 — BY255 o znamionowym prądzie przewodzenia 3 A i prądzie wstecznym mniejszym niż 5 µA dla maksymalnego napięcia wstecznego (200 ÷ 1300 V).

W multimetrach Beckmana zamiast pojedynczych diod są stosowane po dwie diody połączone szeregowo (mostek diodowy). Powoduje to mniejszy prąd płynący przez diody, gdy prąd jest bliski maksymalnej wartości zakresu (zmniejszenie błędu na zakresach mikroamperowych), lecz jednocześnie w warunkach przeciążenia rezystor zakresu musi wytrzymać czterokrotnie większą moc niż w wypadku zabezpieczenia jednodiodowego.

Przy następujących po sobie pomiarach rezystancji i napięcia często zapomina się o przełączeniu funkcji i do wejścia przetwornika R/U może być doprowadzone napięcie o znacznej wartości. W typowym przetworniku R/U — jak na rys. 4 — występują dwa elementy zabezpieczające dzielnik R_w przed uszkodzeniem: termistor T i dioda Zenera DZ. Są to elementy specjalne. Termistor w stanie zimnym ma rezystancję około 2 kΩ. Po nagrzaniu do określonej temperatury następuje skokowy wzrost jego rezystancji o kilka rzędów. Dioda DZ musi wytrzymywać duże prądy przeciążeniowe (np. 250 mA, gdy dopuszczalne napięcie wejściowe wynosi 500 V) i jednocześnie musi mieć znikomy prąd przewodzenia dla małych napięć. Jako diodę DZ często wykorzystuje się złącze B-E tranzystorów epiplanarnych w kierunku zaporowym.

Wejście przetwornika a/c zabezpiecza się zwykle rezystorem szeregowym o rezystancji 1 MΩ (rys. 4 i 5). Według danych katalogowych układu scalonego ICL7106/7 prąd wejściowy przeciążeniowy nie powinien przekraczać 100 µA. Oznacza to, że do wejścia przetwornika zabezpieczonego rezystorem 1 MΩ nie należy doprowadzać napięcia większego niż 100 V. Tak więc doprowadzenie napięcia 1000 V może być niebezpieczne dla przetwornika — w celu zabezpieczenia przed takim napięciem należałoby włączyć w szereg z wejściem rezystor 10 MΩ. Taka wartość rezystora jest niedopuszczalna ze względu na błąd powodowany spadkiem napięcia od prądu wejściowego. Aby rozwiązać ten problem należałoby dokładnie znać strukturę układu wejściowego przetwornika ICL7106, która nie jest podana w katalogach. Jeżeli jest ona taka, jak w typowych układach CMOS, to przy dodatnich przepięciach otwiera się dioda D1 do U_{DD} (rys. 7). Obwód prądu przeciążenia tworzą: rezystor 1 M, dioda D1, potencjometr PR. Składową prądu przeciążenia może



Rys. 7. Schemat obwodu wejściowego przetwornika ICL7106 (przy założeniu, że układ wejściowy ma strukturę taką, jak typowe układy CMOS)

być również prąd źródła 10 µA. Rezystancję potencjometru PR zwykle dobiera się tak, aby prąd przez niego płynący był równy 100 µA. Z rysunku 7 wnioskujemy że dla prądów przeciążenia większych niż 110 µA następuje wzrost napięcia na potencjometrze PR, odcięcie tranzystora T, zmniejszenie potencjału wyprowadzenia COM aż do przebicia któregoś elementu struktury wewnętrznej przetwornika a/c. Przy przepięciach ujemnych prąd przeciążenia płynie od zacisku WSP przez tranzystor T, diodę D3, rezystor 2 kΩ, rezystor 1 MΩ do zacisku „V, kΩ". W tym wypadku może popłynąć prąd o wartości ponad 1 mA. Z powyższych rozważań wynika, że można obliczyć wartość rezystancji potencjometru PR tak, aby prąd przez niego płynący był równy 1 mA, lecz wtedy obwód napięcia odniesienia pobiera więcej prądu niż przetwornik a/c. W multimetrze UMC-01 zastosowano inne rozwiązanie: potencjał zacisku wspólnego (WSP) jest utrzymywany na stałym poziomie względem V_{DD} przez układ oddzielający ze wzmacniaczem operacyjnym TL061 (rys. 8). Dopuszczalny prąd przeciążenia jest w tym układzie równy maksymalnemu prądowi wyjściowemu wzmacniacza oddzielającego. Obwody prądów przeciążenia dla przepięcia dodatniego $+I_p$ i ujemnego $-I_p$ zaznaczono odpowiednimi strzałkami na rys. 8.

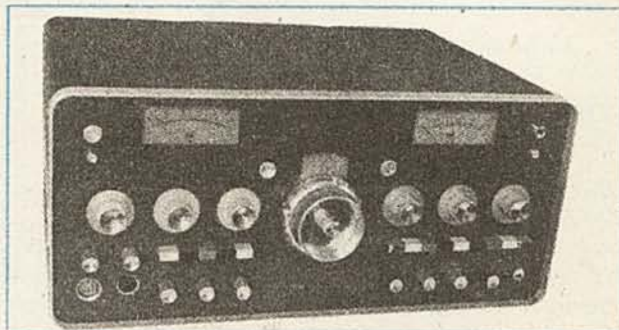
Przetwornik AC/DC zabezpiecza się zwykle przed przepięciami włączając szeregowo z wejściem przetwornika rezystor o dostatecznie dużej rezystancji (200 kΩ) i mocy strat (2 ÷ 3 W). Obwody wejściowe fabrycznych przetworników są tak projektowane, że wytrzymują prądy przeciążenia rzędu kilku miliamperów.

W warunkach amatorskich wskazane jest stosowanie typowego, diodowego układu zabezpieczenia, którego wykonanie przedstawiono na rys. 9. Diody D3 i D4 są dobierane w taki sposób, aby miały możliwie mały i jednakowy prąd wsteczny. Maksy-

mgr inż. G.P. KANIUT SP9RG

Układ PLL do stabilizacji częstotliwości oscylatora

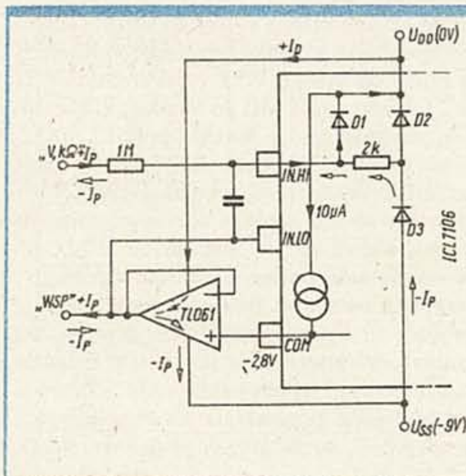
Do niedawna układ PLL do stabilizacji częstotliwości oscylatora traktowano jako zagadnienie techniczne, którego rozwiązania mogli się podjąć tylko elektronicy profesjonaliści. Z czasem układy te stawały się coraz prostsze i obecnie nie powinny sprawiać trudności amatorom krótkofalowcom o zacięciu konstruktorskim. Stosuje się urządzenia mniej lub bardziej rozbudowane, o pojedynczej lub kilku pętlach sprzężenia zwrotnego, wszystkie one jednak zmierzają do tego samego celu, a mianowicie przez odpowiedni układ regulacyjny wymuszają stabilizację częstotliwości oscylatora samowzbudnego. Autor opisuje układ PLL, opracowany w ciągu ubiegłych lat i zastosowany w swoim transceiverze.



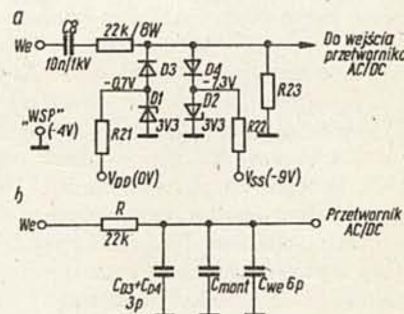
Założono wstępnie, że odbiornik powinien objąć cały zakres częstotliwości od 0,1÷30 MHz. Zakres ten podzielono na 30 podzakresów 1-megahercowych, przy czym w każdym z podzakresów odbiornik można dostroić na dowolną częstotliwość danego podzakresu za pomocą jednego wspólnego dla wszystkich podzakresów, cieplnie stabilizowanego VFO.

Na rys. 1 jest przedstawiony schemat blokowy układu PLL, oscylatora przemiany LO 9,1÷39 MHz. Sygnał wyjściowy LO jest doprowadzany do głównego mieszacza częstotliwości wejściowych odbiornika oraz przez dwa wzmacniacze separujące do mieszacza obwodu regulacji częstotliwości. Sygnał LO zostaje tu mieszany z sygnałem Super VFO 79÷78 MHz. Produktem mieszania jest sygnał p.cz. dla dzielnika programowanego 69÷40 MHz. Ten ostatni sygnał przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy, ograniczający stromo widmo częstotliwości powyżej 69 MHz. Po jego wzmocnieniu i przystosowaniu do norm TTL następuje dzielenie częstotliwości przez 20, z wyniku czego otrzymujemy sygnał TTL 3,45÷2,00 MHz. Sygnał ten zostaje doprowadzany do dwustopniowego, programowanego dziesiętnego dzielnika częstotliwości, zaś na jego wyjściu otrzymujemy sygnał TTL 50 kHz, który w dyskryminatorze fazy zostaje porównany z sygnałem 50 kHz wzorcowego generatora kwarcowego. Stałoprądowy sygnał błędu, na wyjściu dyskryminatora fazy zostaje w filtrze dolnoprzepustowym uwolniony od 50 kHz-impulsów zakłócających i przez wzmacniacz sygnał ten powoduje magnesowanie jarzma oscylatora LO, sprowadzając jego częstotliwość do wartości nominalnej.

Zmianę częstotliwości LO co 1 MHz dokonujemy przełącznikami dzielnika programowanego oraz oscylatora LO. Płynną regulację częstotliwości w granicach jednego megaherca umożliwia Super VFO, którego częstotliwość wyjściową można regulować w granicach 79÷78 MHz. Ponieważ stabilność cieplna częstotliwości zwykłego VFO na zakres 79÷78 MHz byłaby absolutnie nie do przyjęcia, zastosowano układ, w którym VFO pracuje na stosunkowo małej częstotliwości 8÷7 MHz, przy czym jego sygnał wyjściowy zostaje zmieszany z sygnałem



Rys. 8. Układ zabezpieczenia wejścia przetwornika ICL7106 przez zastosowanie wzmacniacza oddzielającego

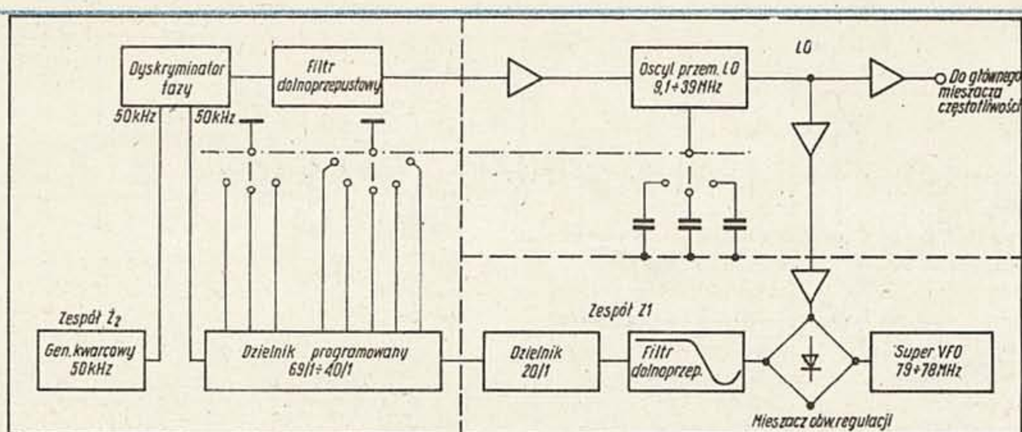


Rys. 9. Układ zabezpieczenia wejścia przetwornika AC/DC
a — schemat układu;
b — schemat zastępczy układu dla napięć zmiennych

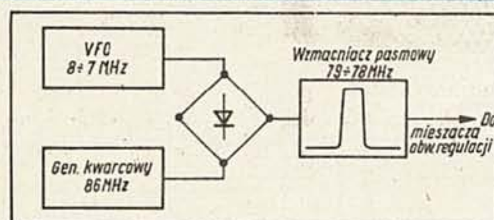
malny prąd przewodzenia tych diod powinien być dostatecznie duży, aby wartość rezystancji rezystora R była możliwie mała. Mała wartość rezystora R jest korzystna ze względu na minimalizowanie stałej czasu układu całkującego, utworzonego przez rezystor R i wszystkie pojemności występujące na wejściu przetwornika AC/DC (rys. 9b). Dla prostowników szerokopasmowych ta właśnie stała czasu decyduje o szerokości pasma całego przetwornika AC/DC.

W multimetrach bateryjnych jest stosowane zabezpieczenie przed odwrotnym włączeniem baterii zasilającej. Realizowane jest ono przez włączenie diody prostowniczej szeregowo z baterią lub równolegle do baterii zasilającej. Włączenie szeregowe diody zmniejsza napięcie zasilania układu multimetru o spadek napięcia na przewodzącym złączu (0,7 V dla diod krzemowych). W wypadku diody włączonej równolegle następuje bardzo szybkie rozładowanie nieprawidłowo włączonej baterii.

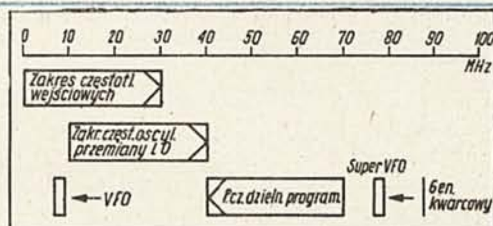
Dokończenie art. w nr 3/89



Rys. 1. Schemat blokowy układu PLL, oscylatora przemiany LO 9,1 ÷ 39 MHz



Rys. 2. Schemat blokowy Super VFO 79 ÷ 78 MHz



Rys. 3. Widmo częstotliwości oscylatora przemiany oraz układu PLL

generatora kwarcowego 86 MHz, jak to przedstawiono na rys. 2. Po wzmacniaczu pasmowym otrzymuje pożądany sygnał 79 ÷ 78 MHz, który wyprowadzamy do mieszacza obwodu regulacji. Na rys. 3 przedstawiono plan rozmieszczenia poszczególnych zakresów częstotliwości w pasmie 0 ÷ 100 MHz.

Zakres częstotliwości oscylatora przemiany LO przesunięty jest o 9 MHz w stosunku do zakresu częstotliwości wejściowych odbiornika. Wynika to z przyjętej na wstępie pośredniej częstotliwości odbiornika 9 MHz. Częstotliwość pracy VFO 8 ÷ 7 MHz leży w pasmie częstotliwości wejściowych odbiornika. Oscylator ten musi być skutecznie ekranowany, aby przesłuch jego sygnału wyjściowego nie przeniknął do obwodu wejściowego odbiornika.

Zakres pośredniej częstotliwości dla dzielnika programowanego 69 ÷ 40 MHz mieści się w środkowej części planu rozmieszczenia zakresów częstotliwości. Zakres ten można by zwiększyć o 10 ÷ 20 MHz, wymagałoby to jednak również przesunięcia sygnału Super VFO, odpowiednio wyżej. Korzyści wynikające z takiej operacji są jednak minimalne.

12 ÷ 64 pF, w szereg z kondensatorem mikowym 91 pF zapewnia dostatecznie liniowy podział skali częstotliwości odbiornika. Kondensator (trymer) 1 ÷ 3 pF oraz rdzeń karbonylkowy L31 umożliwiają dokładne dostrojenie częstotliwości pracy oscylatora do działek na skali kondensatora obrotowego: 8,00 MHz, odpowiada działce 0,00 (początek skali) oraz 7,00 MHz odpowiada działce 1,00 (koniec skali).

Działki 50 kHz rozmieszczone w zakresie umożliwiają wzajemne nakładanie się poszczególnych zakresów 1-megahercowych o 50 kHz.

Oscylator jest bardzo luźno sprzężony (1 pF) z dwustopniowym wtórnikowym wzmacniaczem separującym i dostarcza na wyjściu VFO, na obciążeniu 50 Ω sygnał o poziomie 0,25 V, stałym, w całym zakresie częstotliwości.

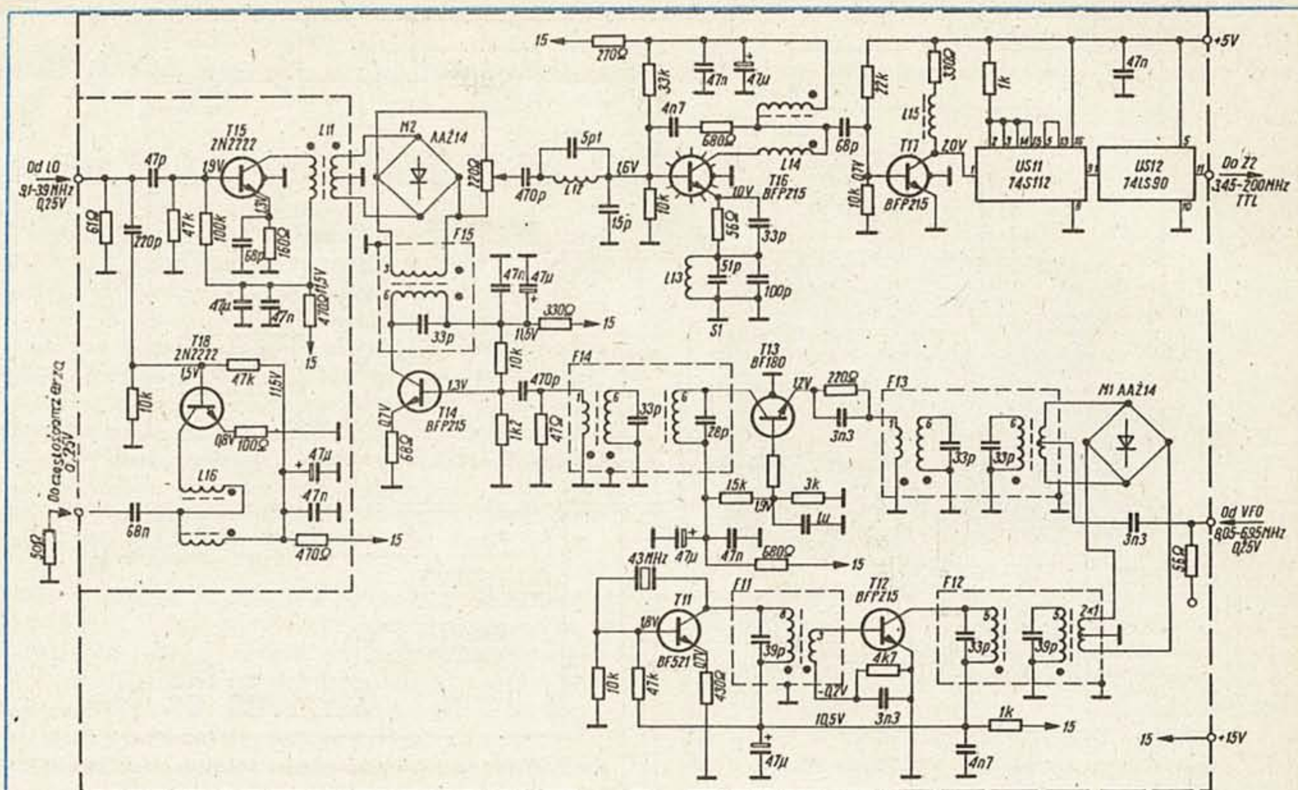
L32 służy do eliminacji „prądów płaszczowych" wyjściowego kabla współosiowego. Mimo szczelnego ekranowania VFO prądy te mogłyby powodować niepożądany śladowy przesłuch sygnału VFO.

OPIS UKŁADÓW

Na rys. 4 przedstawiono schemat VFO 8 ÷ 7 MHz. Oscylator pracuje w układzie Seilera z bardzo luźnym sprzężeniem obwodu rezonansowego z tranzystorem T31 (BF245B). Obwód rezonansowy L31 o dużej dobroci Q oraz kondensatory są cieplnie skompensowane, dzięki czemu oscylator wykazuje bardzo dobrą stabilność częstotliwości w czasie. L31 jest wyposażona w karbonylkowy gwintowany rdzeń, który w odróżnieniu do ferrytu wykazuje znikomą zależność przenikalności magnetycznej od temperatury. Dodatkowe uzwojenie, umieszczone w środkowej części cewki służy do regulacji RIT oraz precyzyjnego ustalenia wskazań skali odbiornika, w granicach ±2,5 kHz. Kondensator obrotowy

M - Kondensator mikowy
C - Kond. ceram. Tk+100·10⁻⁶/°C, D - kond. ceram. Tk-300·10⁻⁶/°C

Rys. 4. Schemat elektryczny VFO 8 ÷ 7 MHz



Rys. 5. Schemat elektryczny zespołu Z1 układu regulacji częstotliwości

Sygnał VFO doprowadzany do zespołu Z_1 (rys. 5) zostaje zmieszany z sygnałem 86 MHz. Tranzystor T11 z rezonatorem kwarcowym 43 MHz tworzą generator, którego sygnał wyjściowy z filtrem F11 prowadzi do podwajacza częstotliwości T12. W obwodzie wyjściowym tranzystora T12 pracuje nieco podkrytycznie sprzężony filtr pasmowy F12. Jego symetryczny sygnał wyjściowy 86 MHz jest doprowadzony do mieszacza M1 (AAZ 14), po czym wzmacniany w dwustopniowym wzmacniaczu pasmowym z tranzystorami T13 i T14. Filtry pasmowe F13 i F14, sprzężone nieco nadkrytycznie mogą powodować niewielkie „podbicie" charakterystyki przenoszenia wzmacniacza w pobliżu 79 i 78 MHz oraz wgłębienie (około 2 dB) przy 78,5 MHz. Wgłębienie to niweluje pojedyńczy obwód F15, na wyjściu tranzystora T14, dając na symetrycznym wejściu, np. mieszacza M2 (AAZ14) prawie prostolinijny poziom sygnału wyjściowego 79 ÷ 78 MHz, ze stromym spadkiem charakterystyki przenoszenia poniżej 77,5 MHz oraz powyżej 79,5 MHz. Dla częstotliwości 86 MHz spadek wzmocnienia powyższego wzmacniacza wynosi około 30 dB.

Sygnał 9,1 ÷ 39 MHz z wyjścia oscylatora przemiany LO jest doprowadzany do separatora z tranzystorem T15, po czym z symetrycznego wyjścia do drugiego wejścia mieszacza M2. Dwa szeregowo połączone stopnie separatora uniemożliwiają wsteczne przenikanie sygnału Super VFO do LO. Produktem mieszania obydwóch sygnałów jest sygnał p.cz. dzielnika programowanego 69 ÷ 40 MHz. Sygnał ten przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy z cewką L12 oraz kondensatory 5,1 i 15 pF do bazy wzmacniacza tranzystora T16. W obwodzie jego emitera znajduje się równoległy obwód rezonansowy L13 i kondensator 150 pF, powodujący ponad 20 dB spadek charakterystyki przenoszenia powyższego wzmacniacza na częstotliwości 78,5 MHz. W zakresie 69 ÷ 40 MHz charakterystyka przenoszenia wzmacniacza z tranzystorem T16 wraz z filtrami przebiega prawie prostolinijnie. Sygnał wyjściowy wzmacniacza z tranzystorem T16 zostaje za pomocą tranzystora T17 przystosowany do norm TTL sterując dzielniki częstotliwości układu scalonego US11 i US12.

W wyniku podziału przez 20 otrzymujemy na wyjściu układu scalonego US12 sygnał TTL 3,45 ÷ 2,00 MHz.

Wzmacniacz-separator z tranzystorem T18 steruje cyfrowy miernik częstotliwości.

Sygnał wyjściowy z układu scalonego US12 jest doprowadzony do wejścia układu US13 zespołu Z2 (rys. 6). Układy scalone US13 i US14 tworzą dwustopniowy dziesiętny programowany dzielnik częstotliwości. Układ dzielnika częstotliwości wraz z matrycami diodowymi MAT1 i MAT2 oraz przełącznikami 1-megahercowym i 10-megahercowym jest przedstawiony na rys. 7.

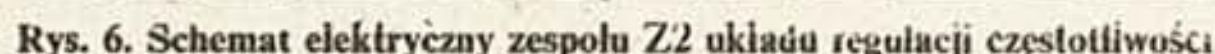
Programowany dzielnik częstotliwości 74LS192 (US13) oraz 74192 (US14) ma cztery wejścia nastawcze. Przyłączając do powyższych wejść równolegle, sygnały L = 0 albo H = 1, zgodnie z kodem BCD uzyskujemy pożądany dziesiętny podział częstotliwości.

	D	C	B	A					
0	L	L	L	L	5	L	H	L	H
1	L	L	L	H	6	L	H	H	L
2	L	L	H	L	7	L	H	H	H
3	L	L	H	H	8	H	L	L	L
4	L	H	L	L	9	H	L	L	H

Diodowa matryca jest tak skonstruowana, aby za pomocą pojedynczego płaskiego przełącznika obrotowego wszystkie cztery wejścia nastawcze otrzymały odpowiednio potencjały L lub H. Każde z czterech wejść nastawczych jest połączone przez rezystor 1,2 kΩ do +5V, czyli otrzymuje potencjał H. Przełącznik obrotowy dokonuje przez diody matrycy połączeń z masą odpowiednich wejść nastawczych, czyli sprowadza je do poziomu L. Układ scalony US13 wraz z matrycą diodową MAT1 i przynależnym przełącznikiem służy do nastawiania co 1 megaherc zaś układ US14 z MAT2 i przełącznikiem — do nastawiania co 10 MHz. Należy pamiętać, że:

$$F_{(Super\ VFO)} - F_{(LO)} = F_{(p.cz.)}$$

czyli sygnał ten jest lustrzanie odwrócony w stosunku do sygnału LO; dla LO = 9 MHz sygnał p.cz. = 69 MHz, zaś dla LO = 39 MHz sygnał ten wynosi 40 MHz.



Rys. 6. Schemat elektryczny zespołu Z2 układu regulacji częstotliwości

78 MHz − 9 MHz = 69 MHz
78 MHz − 10 MHz = 68 MHz
78 MHz − 38 MHz = 40 MHz

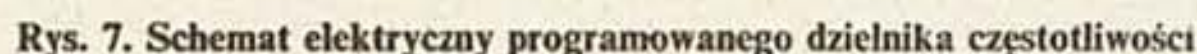
W pierwszym wypadku dzielnik musi dzielić przez 69, czyli dzielnik dziesiątek przez 6, zaś dzielnik jednostek przez 9. Matryca dziesiątek programuje układ US14, licząc od A÷D LHHL, zaś matryca jednostek programuje układ US13 HLLH. Ponieważ częstotliwość LO = 9 MHz odpowiada częstotliwości wejściowej odbiornika O MHz, wskaźnik położenia pokrętła odpowiednio ze sobą sprzężonych przełączników MAT1 i MAT2 wskazuje pozycję O MHz.

W drugim wypadku dzielnik dziesiątek również dzieli przez 6, zaś dzielnik jednostek przez 8, czyli matryca dziesiątek ponownie programuje LHHL, zaś matryca jednostek programuje LLLH. Wskaźnik położenia pokrętła przełączników wskazuje pozycję 1 MHz.

W ostatnim wypadku dzielnik dziesiątek dzieli przez 4, zaś dzielnik jednostek przez 0 = 10, czyli programowanie dziesiątek LLHL, zaś programowanie jednostek LLLL. Wskaźnik położenia pokrętła wskazuje działkę 29 MHz.

Ponieważ wejścia nastawcze C i D dzielnika US14 we wszystkich możliwych wypadkach wymagają potencjału H na wejściu C oraz potencjału L na wejściu D, matryca MAT2 została odpowiednio uproszczona, łącząc wejście C przez rezystor 1,2 kΩ z +5 V (potencjał H), zaś wejście D do masy (potencjał L).

Sygnał wyjściowy układu US14 (wyprowadzenie 13) jest doprowadzany do przerzutnika monostabilnego US15 służąc jednocześnie do zerowania obydwóch dzielników US13 i US14. Układ US15 zwiększa szerokość impulsu sygnału wyjściowego 50 kHz, doprowadzając go do wejścia komparatora fazy US16 (wyprowadzenie 14). Sygnał odniesienia 50 kHz uzyskujemy z generatora kwarcowego 100 kHz (tranzystory T20, T21, T22) oraz jednej sekcji dzielnika dziesiętnego układu US17. Sygnał ten doprowadzamy do komparatora fazy US16 — wyprowadzenie 3.



Rys. 7. Schemat elektryczny programowanego dzielnika częstotliwości

Układ generatora 100 kHz jest konwencjonalny i nie wymaga omówienia. Dokładne dostrojenie częstotliwości 100 kHz wykonujemy trymerem 3÷10 pF w obwodzie rezonatora kwarcowego.

Sygnał błędu z dyskryminatora fazy US16 — wyprowadzenie 13 jest doprowadzany przez filtr dolnoprzepustowy do wtórnika układu T19 i przez trzy diody krzemowe do wzmaniacza z tranzystorem T2 (2 N2222) w oscylatorze przemiany.

W ten sposób została zamknięta pętla sprzężenia zwrotnego stabilizującego częstotliwość pracy generatora przemiany.

Na wyjściu dyskryminatora fazy wystąpi sygnał błędu:

wysoki, ok. 7,7 V, gdy $F_{(s)} < F_{(o)}$

niski, ok. 0 V, gdy $F_{(s)} > F_{(o)}$

przy czym:

$F_{(s)}$ — częstotliwość sygnału na wyprowadzeniu 14 dyskryminatora fazy,

$F_{(o)}$ — częstotliwość sygnału na wyprowadzeniu 3 dyskryminatora fazy.

Uzyskany na wyjściu układu US19 sygnał 100 Hz TTL służy jako podstawa czasu do cyfrowego miernika częstotliwości.

Dane techniczne filtrów, cewek i innych elementów indukcyjnych nieomówionych na schematach są następujące:

Filtry

F11	8 zw.,	0,5 DNE	5,5 ∅ × 7 mm	L = ok. 0,4 μH
	3 zw.,	0,2 DNEJJ	między zwojami od strony masy (+)	
F12	5 zw.,	0,8 CuAg	6,0 ∅ × 7 mm	L = ok. 0,12 μH
	5 zw.,	0,8 CuAg	6,0 ∅ × 7 mm	
	2 × 1 zw.,	0,2 DNEJJ	bifilarnie między zwojami od strony masy	
F13	6 zw.,	0,8 CuAg	6,0 ∅ × 7 mm	L = ok. 0,15 μH
	2 × 1 zw.,	0,2 DNEJJ	bifilarnie między zwojami od strony masy	
	6 zw.,	0,8 CuAg	6,0 ∅ × 7 mm	
	1 zw.,	0,2 DNEJJ	między zwojami od strony masy	
F14	6 zw.,	0,8 CuAg	6,0 ∅ × 7 mm	L = ok. 0,15 μH
	6 zw.,	0,8 CuAg	6,0 ∅ × 7 mm	
	1 zw.,	0,2 DNEJJ	między zwojami od strony masy	
F15	6 zw.,	0,8 CuAg	6,0 ∅ × 7 mm	L = ok. 0,15 μH
	3 zw.,	0,2 DNEJJ	między zwojami od strony masy	

F11 na korpusie 5 ∅ z rdzeniem ferrytowym U31 Polfer M4 × 10 w kubku ekranującym 13 × 13 × 17 mm

F12÷F14 na korpusie 5,5 ∅ z rdzeniem ferrytowym U31 Polfer M4 × 10 w kubku ekranującym 15 × 35 × 25 mm odstęp cewek 20 mm

F15 na korpusie 5,5 ∅ z rdzeniem ferrytowym U31 Polfer M4 × 10 w kubku ekranującym 15 × 15 × 25 mm

Cewki

L11 4 × 10 zw., 0,2 DNEJJ	wym 10 ∅ × 6 ∅ × 4 mm F1001 Polfer
L12 10 zw., 0,5 DNE	5,5 ∅ × 7 bez rdzenia L ok. 0,33 μH Q ok. 100
L13 2 zw., 0,8 CuAg	5,5 ∅ × 5 bez rdzenia L ok. 0,04 μH Q ok. 90
L14 2 × 14 zw., 0,2 DNEJJ	bifilarnie na rdzeniu pierścieniowym 5,5 ∅ × 3 ∅ × 2 mm U31 Polfer
L15 20 zw., 0,4 DNE	5,5 ∅ × 11 mm bez rdzenia L ok. 0,7 μH, Q ok. 90
L16 2 × 10 zw., 0,2 DNEJJ	bifiliarnie na rdzeniu pierścieniowym 10 ∅ × 6 ∅ × 4 mm, F1001 Polfer
L17 270 zw., 0,18 DNE	rdzeń kubkowy 18 ∅ × 11 mm F1001 A_L63 L ok. 3,2 mH
L31 40 zw., lica 24 × 0,05	12,5 ∅ × 18 mm rdzeń karbonylkowy
2 × 3 zw., 0,2 DNEJJ	w środkowej części cewki M6 × 15 mm L ok. 10,5 μH, Q ok. 120
L32 5 zw., kabla współosiowego 2,2 ∅ 50 Ω,	rdzeń pierścieniowy 20 ∅ × 12 ∅ × 8, Polfer F81

KONSTRUKCJA

VFO 8÷7 MHZ mieści się w szczelnej, metalowej obudowie o rozmiarach 92 × 92 × 76 mm, z wyprowadzoną na zewnątrz osią kondensatora obrotowego 12÷64 pF. Strojenie kondensatora odbywa się przez dwustopniową przekładnię zębatą 1/24. Przekładnia ta mogłaby być większa, o przełożeniu 1/50, a nawet 1/100, zapewniając wygodniejsze strojenie odbiornika. Zarówno kondensator obrotowy jak i konstrukcja przekładni powinny być stabilne, aby wyeliminować efekt „gongowania" kondensatora obrotowego oraz dostrojenia VFO wskutek mechanicznych naprężeń. Elektroniczny układ VFO jest zmontowany na płytce drukowanej o wymiarach 85 × 85 mm, z wycięciem jednego naroża, tam gdzie umieszczony jest kondensator obrotowy.

Układ PLL znajduje się na dwóch płytkach drukowanych o wymiarach 85 × 150 mm, umieszczonych w obudowie bloku I str. 11, rys. 5, „Re" nr 8/1988) jedna nad drugą o wzajemnej odległości 54 mm. Górna płytka zawiera zespół Z1 (rys. 5), dolna — zespół Z2 (rys. 6). Z lewej strony obudowy bloku I mieści się mechanizm, służący do napędu przełączników matrycy jednostek i dziesiątek. Mechanizm ten w konstrukcji przypomina dziesiętny licznik mechaniczny, z tą różnicą, że wałek napędowy „A" przełącznika MAT1, przy pełnym obrocie powoduje obrót wałka „B" MAT2 nie o 1/10 obrotu, lecz o 3/10 obrotu. Przyjęto zależność, że trzy skoki wałka „A" powodują jeden skok wałka B, następnie trzy skoki wałka „A" — drugi skok wałka „B" oraz cztery skoki wałka „A" — trzeci skok wałka „B".

Na rys. 7 przedstawiono poglądowo układ kół zębatych do przekładni napędowej; wystarczy jednak zapoznać się z konstrukcją dowolnego dziesiętnego licznika mechanicznego, aby zrozumieć działanie opisanego tutaj mechanizmu.

Wałek napędowy „A" jest wyprowadzony na płytę frontową transceivera i wyposażony w pokrętło oznaczone 10-pozycjami (skokami), od 0÷9, co odpowiada poszczególnym zakresom częstotliwości odbioru. Drugi obrót wałka od 10÷19 MHz, zaś trzeci od 20÷29 MHz. Pokrętłem można więc wykonać trzy pełne obroty w prawo, a następnie znowu trzy pełne obroty w lewo. Mechanizm napędowy jest wyposażony w ograniczniki uniemożliwiające obrót wałka „A" poza zakres przełączania.

Wałek napędowy „B" przełącza także kondensatory obwodu rezonansowego L1 w oscylatorze przemiany LO, poza tym dokonuje przełączania filtrów pasmowych na wejściu odbiornika, co będzie omówione w artykule pt. „Preselektor".

Opisane wyżej rozwiązanie przełączania 30 pozycji za pomocą przekładni mechanicznej oraz płaskich obrotowych przełączników 10-pozycyjnych nie jest jedynym sposobem wykonania zadania. Zamiast mechanizmu z kołami zębatymi można przełączanie osiągnąć stosując przełączniki 30-pozycyjne; układ połączeń matryc i dzielników w takim rozwiązaniu był omówiony przez autora w [5].

Jeżeli zamierzamy odbiornik przystosować tylko do pasm amatorskich (razem z nowymi pasmami), wystarczą również przełączniki 10-pozycyjne, bez przekładni mechanicznej i odpowiednio zmodyfikowanych matryc diodowych.

Do zestrojenia poszczególnych zespołów i uruchomienia całości urządzenia jest potrzebna niżej wymieniona aparatura pomiarowo-kontrolna.

- Częstościomierz cyfrowy do 100 MHz
- Generator sygnałowy do 100 MHz, poziom wyjściowy 1 V
- Woltomierz diodowy w.cz. 0,1÷10 V

cd. na str. 18

Radiomagnetofon stereofoniczny RMS 303

inż. WALDEMAR NOWACZYK

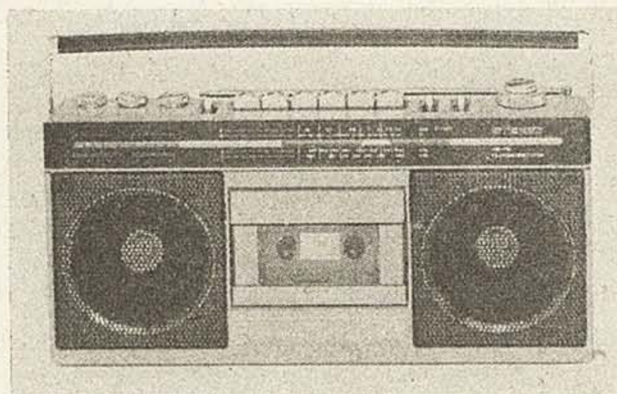
Radiomagnetofon stereofoniczny RMS 303 produkowany przez Zakłady Radiowe im. M. Kasprzaka (ZRK) charakteryzuje się dobrymi parametrami elektrycznymi, ma estetyczny wygląd zewnętrzny oraz wiele właściwości podwyższających jego walory eksploatacyjne.

Radiomagnetofon RMS 303 umożliwia:
- odbiór programów radiofonicznych na falach długich, średnich, krótkich i ultrakrótkich (mono i stereo);
- nagrywanie na wewnętrzny magnetofon z własnych źródeł sygnału (radio, mikrofony elektretowe);
- nagrywanie na wewnętrzny magnetofon z zewnętrznych źródeł sygnału (magnetofon, radio, mikrofon, gramofon z wkładką piezoelektryczną);
- odczyt zapisanych kaset;
- wysterowanie zewnętrznego magnetofonu i wzmacniacza (tylko z magnetofonu);
- dołączenie słuchawek stereofonicznych;
- zdalne sterowanie pracy magnetofonu za pomocą zewnętrznego mikrofonu z przełącznikiem.

Walory użytkowe podnosi ponadto wyposażenie radiomagnetofonu w: układ automatycznej regulacji poziomu zapisu, funkcję RADIO-SEN, zasilacz sieciowy, wskaźniki poziomu sygnału (2 × 4 LED), wskaźnik (LED) odbioru programu stereo, wskaźnik (LED) włączenia do sieci, układ rozszerzania bazy stereofonicznej. Wszystkie układy elektryczne radiomagnetofonu są zmontowane na jednej płytce drukowanej, z którą również jest związany mechanizm magnetofonu zapewniający funkcje: AUTO-STOP, PAUZA, otwieranie kieszeni kasety.

DANE TECHNICZNE

Zakres fal: długie, średnie, krótkie, ultrakrótkie.		
Czułość użytkowa:		
z anteny ferrytowej		
— fale długie		⩽ 4 mV/m
— fale średnie		⩽ 3 mV/m
z anteny teleskopowej		
— fale krótkie		⩽ 50 μV
— fale ultrakrótkie		⩽ 10 μV
Selektywność:		
— tor AM		⩾ 20 dB
— tor FM		⩾ 28 dB
Moc wyjściowa (sinusoidalna):	⩾ 2 × 0,5 W	R = 6 Ω
Tłumienie przesłuchu między kanałami:		⩾ 22 dB
Prękość przesuwu taśmy:		4,76 cm/s $^{+3\%}_{-2\%}$
Nierównomierność prędkości przesuwu taśmy:		±0,4%
Pasmo przenoszenia (zapis-odczyt)		63 ÷ 12 500 Hz
Dynamika (odstęp ważony):		⩾ 48 dB
Skuteczność kasowania:		⩾ 60 dB
Wejścia (DIN):		
— RADIO	0,5 mV/kΩ	R_{we} = 5 kΩ
— GRAMOFON/MAGNETOFON	0,1 ÷ 5 V	R_{we} = 1 MΩ
— MIKROFON	0,5 ÷ 40 mV	R_{we} = 5 kΩ
Wyjścia:		
— RADIO (wyjście napięciowe magnetofonu)	0,5 V	R_{wy} = 20 kΩ
— SŁUCHAWKI (jack stereo 6,35 mm)	1,4 V	Z_{obc} = 2 × 400 Ω
Zasilanie:		
— sieciowe		220 V 50 Hz 6 VA
— bateryjne		9 V (6 ogniw R14)
Wymiary:		340 × 160 × 62 mm
Masa (bez baterii)		2,7 kg



OPIS UKŁADÓW

Schemat radiomagnetofonu RMS 303 przedstawiono na rysunku (str. 16).

W torze FM sygnał z anteny teleskopowej jest doprowadzony do dwutranzystorowej głowicy (T101 i T102). Tranzystor T101 we wzmacniaczu w.cz. pracuje w układzie wspólnej bazy, co z odpowiednio dobraną przekładnią szerokopasmowego transformatora L102 zapewnia dobre dopasowanie do małej impedancji falowej anteny oraz dobrą separację obwodu oscylatora od wejścia antenowego. Tranzystor T102 pracuje w układzie mieszacza samodrgającego. Dioda D101 zapobiega powstawaniu zniekształceń w układzie mieszacza przy dużych sygnałach wejściowych. Dioda D102 zapobiega przesterowaniu wzmacniacza p.cz. FM/AM (z układem scalonym US1–U416B). Elementami strojonymi w głowicy są elementy: L105, C115 (częstotliwość drgań oscylatora), L103, C107 (obwód wejściowy).

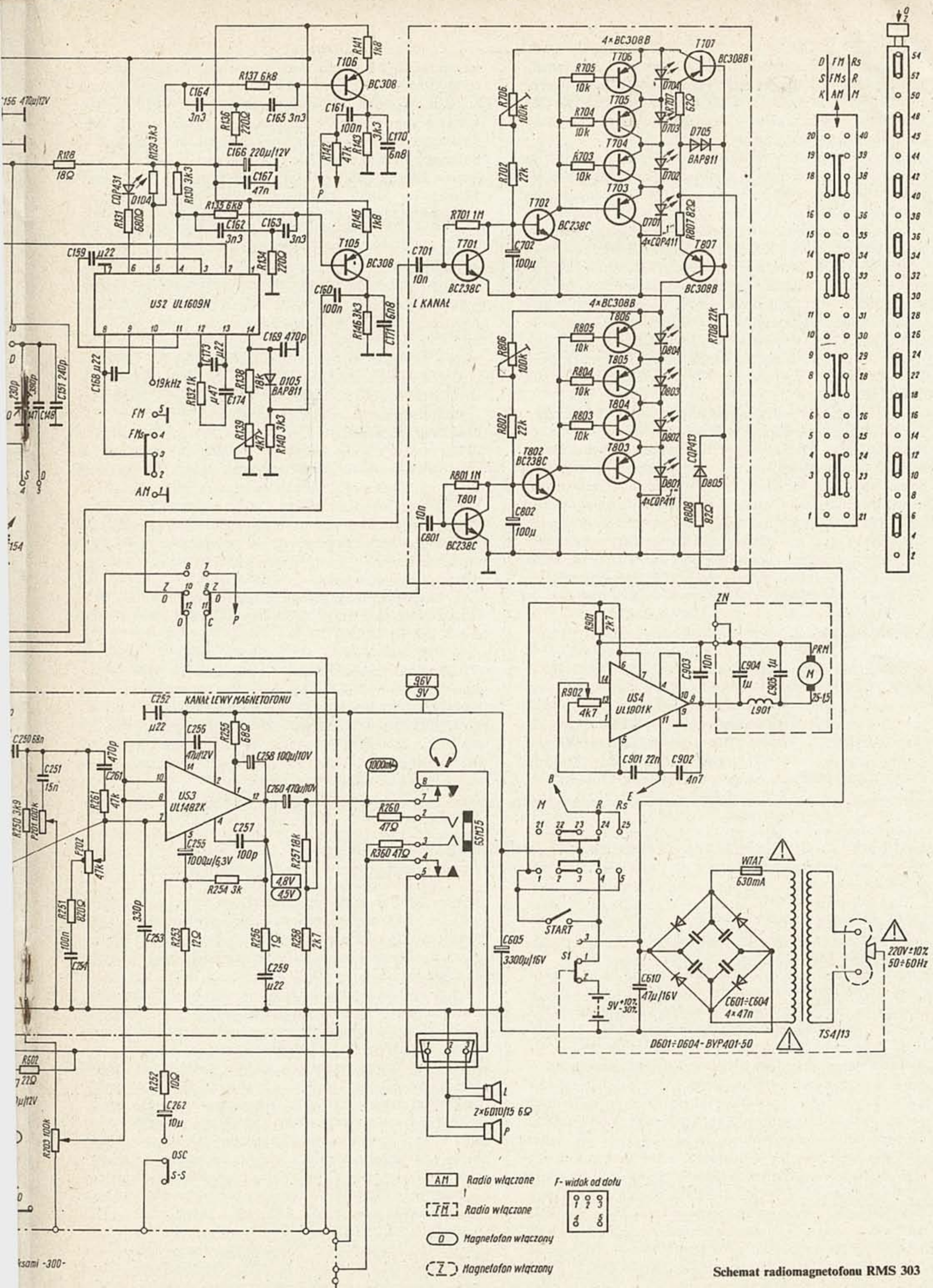
Sygnał p.cz. 10,7 MHz jest wydzielany przez filtr F101 (strojony) i F102 (ceramiczny) zapewniający dobrą selektywność toru FM odbiornika. Układ scalony US1 zawiera: wzmacniacz p.cz. FM/AM, demodulator FM/AM, stopień wejściowy i mieszacz AM, oscylator AM, wzmacniacz m.cz.

Sygnał FM po demodulacji (właściwy przebieg krzywej „S" zapewniają filtry strojone F104, F106) jest doprowadzony przez układ korekcji fazy (R126, C158) do stereodekodera US2 — UL1609N. Do detekcji złożonego sygnału stereofonicznego zastosowano dekoder z pętlą synchronizacji fazowej (PLL). Odtworzenie częstotliwości podnośnej odbywa się w pętli synchronizacji fazowej. Częstotliwość oscylatora pętli 19 kHz uzyskuje się z generatora przestrajanego prądowo o częstotliwości 76 kHz, po podzieleniu tej częstotliwości przez 4. Regulacji częstotliwości dokonuje się rezystorem nastawnym R139. Optymalizację przesłuchu uzyskuje się za pomocą rezystora nastawnego R126.

Charakterystykę przenoszonych częstotliwości akustycznych ustala filtr szeregowy typu T na wyjściu każdego z kanałów. Sygnał z wyjścia układu scalonego US2 jest wzmacniany przez dodatkowy stopień pracujący z tranzystorem T105 (kanał lewy) i T106 (kanał prawy) w celu wyrównania poziomów sygnału z radia i magnetofonu.

Wzmacniacz mocy m.cz. składa się z dwóch identycznych wzmacniaczy (kanał lewy i prawy) z układami scalonymi UL1482K. Na blok regulatorów składają się: barwa dźwięku typu „obcinanie" (potencjometr P201), siła dźwięku z regulacją

KANAŁ PRAWY MAGNETOFONU - elementy kanału prawego tak samo oznaczone są jak w kanale lewym z indeksam



Schemat radiomagnetofonu RMS 303

fizjologiczną (potencjometr P202 z odczepem), balans (potencjometr P203). Układ rozszerzania bazy stereofonicznej tworzą: rezystor R252, kondensator C262 i przełącznik. Jest to układ sprzężenia zwrotnego między kanałami; nie wpływa na jakość dźwięku podczas pracy monofonicznej.
W torze AM obwody wejściowe fal długich i średnich są umieszczone na wspólnym pręcie ferrytowym. Przestrajanie ich odbywa się za pomocą tej samej sekcji (C124) kondensatora obrotowego z dielektrykiem stałym. Sekcja ta jest wykorzystana również do przestrajania obwodu wejściowego fal krótkich, pracującego z cewką L108. Wszystkie obwody wejściowe toru AM są dołączone do układu scalonego US1–U416B. Do przestrajania oscylatora wykorzystano drugą sekcję (C154) kondensatora obrotowego. Zmiana zakresów fal jest dokonywana przez dołączenie do kondensatora C154 dodatkowych elementów: L111, C147, C148, C151 dla zakresu długofalowego; L111, C149, C150 dla zakresu średniofalowego; L112, C152 dla zakresu krótkofalowego. Oscylator jest objęty działaniem precyzera dostrojenia — C155.
Uzyskany w wyniku przemiany sygnał p.cz. AM jest wzmacniany w układzie scalonym US1. W celu zmniejszenia wpływu heterodyny i szkodliwych produktów przemiany na pracę wzmacniacza p.cz. umieszczono między wyjściem mieszacza a stopniem wzmacniacza p.cz. filtr ceramiczny F103 decydujący o wymaganej selektancji. Sygnał m.cz. uzyskuje się na wyjściu wewnętrznego detektora AM i poddaje filtracji. Dla uproszczenia przełączeń odbiornika sygnał m.cz. z toru AM kieruje się przez dekoder stereofoniczny. Stałość parametrów odbiornika uzyskano dzięki zastosowaniu filtru-stabilizatora zasilania z tranzystorem T102.
Magnetofon stereofoniczny wchodzący w skład radiomagnetofonu RMS 303 składa się z następujących bloków:
— wzmacniaczy uniwersalnych zapis-odczyt z tranzystorami: T201, T202, T203 (T301, T302, T303);
— układu automatyki zapisu z elementami: T501, D201, D202, D203, D204, (D301, D302, D303, D304);
— generatora prądu podkładu z tranzystorami: T401, T402;
— stabilizatora obrotów z układem scalonym US4–UL1901K.
Przy odczytywaniu kasety sygnał z głowicy uniwersalnej jest doprowadzony przez zestyki przełącznika zapis-odczyt (Z-O) do wejścia wzmacniacza wstępnego z tranzystorem T201 (T301), a następnie do dwustopniowego wzmacniacza korekcyjnego z tranzystorami T202, T203 (T302, T303). Wzmacniacz zapewnia standardową korekcję dla taśm żelazowych (τ = 120 µs) oraz korekcję strat głowicy. Sygnał m.cz. z wyjścia wzmacniacza korekcyjnego jest doprowadzony przez zestyki przełącznika Z-O do wzmacniacza mocy oraz do gniazda wyjściowego RADIO (do sterowania urządzeń współpracujących z radiomagnetofonem).
Wzmacniacz zapisu wykonany w tym samym układzie co wzmacniacz odczytu, można wysterować sygnałem z wbudowanego mikrofonu elektretowego, współpracującego odbiornika oraz z zewnętrznego źródła za pomocą gniazda RADIO.
Na wyjściu wzmacniacza zapisu umieszczono układ automatycznej regulacji poziomu zapisu. Jeśli poziom sygnału wyjściowego wzmacniacza zapisu przekracza próg zadziałania automatyki, dodatnie połówki tego sygnału powodują ładowanie kondensatora C501. Zmiana napięcia na tym kondensatorze powoduje zmianę rezystancji dynamicznej diod, włączonych między stopień wzmacniacza wstępnego a stopień wzmacniacza korekcyjnego, zmieniającej się odwrotnie proporcjonalnie do zmian sygnału wyjściowego wzmacniacza zapisu.
Generator prądu podkładu i kasowania wykonano w układzie symetrycznym z tranzystorami T401, T402. Jako indukcyjność obwodu rezonansowego wykorzystano indukcyjność głowicy kasującej. Częstotliwość drgań generatora ustala dobierany kondensator C405. Kondensator C406 i przełącznik OSC umożliwiają odstrojenie generatora o ok. 9 kHz wówczas, gdy jego harmoniczne zakłócają odbiór radiowy przy nagrywaniu audycji na falach długich i średnich. Prąd podkładu ustawia się za pomocą rezystorów nastawnych R240, R340.
Zespół napędowy magnetofonu składa się z silnika PRM25-1,5, układu odkłócania oraz zespołu stabilizatora obrotów z układem scalonym UL1901K.
Radiomagnetofon RMS 303 jest wyposażony we wskaźnik (LED) poziomu sygnału, działający przy zasilaniu z sieci, wykonany z elementów oznaczonych numerami 700, 800. Odpowiedni prąd (jasność świecenia) diod elektroluminescencyjnych zapewnia źródło prądowe z tranzystorem T707 (T807), próg świecenia się diod jest ustawiany za pomocą rezystora nastawnego R706 (R806). Dioda (LED) D805 jest wskaźnikiem włączenia radiomagnetofonu do sieci. □

Układ PLL do stabilizacji częstotliwości oscylatora — *cd. ze str. 14*

- Oscyloskop 0÷10 MHz
- Miernik wielozakresowy 20 kΩ/V
- Miliwoltomierz w.cz. 1 mV÷10 V, do 80 MHz
- Wobulator w.cz. do 80 MHz
- Dwustrumieniowy oscyloskop impulsowy do 15 MHz.

Przed uruchomieniem kompletnego układu PLL wraz z oscylatorem przemiany LO należy oddzielnie uruchomić: VFO, zespół Z1, zespół Z2 oryz oscylator przemiany LO.
Uruchomienie VFO nie powinno nastręczać trudności.
Ważnym etapem pracy jest właściwe zestrojenie zespołu Z1. W tym celu należy doprowadzić potrzebne napięcie zasilania +15 V i +5 V, przy czym sprawdzić napięcia na wyprowadzeniach poszczególnych tranzystorów. Z kolei włącza się do wejścia filtru F13 generator sygnałowy, zaś do wyjścia F14 woltomierz diodowy w celu zestrojenia filtrów F13 i F14 na pasmo 79÷78 MHz. Następnie włączamy woltomierz diodowy do wyjścia filtru F15 i dostrajamy obwód kolektora tranzystora T14 tak, aby charakterystyka przenoszenia wzmacniacza T13÷T14 była możliwie wyrównana. Następnie zestrajamy generator kwarcowy 43 MHz oraz podwajacz częstotliwości tak, aby na symetrycznym wyjściu F12 wystąpiło napięcie 2×0,35 V (86 MHz).
Wyjście VFO łączymy z wejściem mieszacza M1. Poziom wyjściowy VFO obciążonego mieszaczem powinien wynosić 0,25 V na częstotliwości pracy 7,5 MHz. Na wyjściu F15 poziom sygnału powinien wynosić 2×0,35 V, a częstotliwość 78,5 MHz. Podczas przestrajania VFO w granicach 8,05÷6,95 MHz, poziom sygnału na wyjściu F15 nie powinien się zmieniać. Ewentualne zmiany poziomu można korygować regulacją filtrów F13÷F15. Bardziej praktyczny sposób strojenia wzmacniacza pasmowego T13÷T14 umożliwia wobulator.
Kolejną czynnością jest zestrojenie wzmacniacza p.cz. 69÷40 MHz z tranzystorem T16. W tym celu włączamy do jego wejścia (na ślizgacz potencjometru 220 Ω) generator sygnałowy, zaś do wyjścia L14 woltomierz diodowy. Charakterystyka przenoszenia tego wzmacniacza powinna być prostolinijna w zakresie 40÷69 MHz, a następnie stromo opadająca celem wtłumienia zakresu częstotliwości Super VFO. Minimum wzmocnienia powinno wystąpić przy 78,5 MHz. Ewentualną korektę przeprowadza się przez odkształcenie zwojów L12 oraz L13 lub przez zmianę pojemności 5,1, 15 i 150 pF.
Do wejścia tranzystora T15 włączamy generator sygnałowy z poziomem 0,25 V, mierząc woltomierzem diodowym sygnał wyjściowy na L14. Poziom sygnału powinien wynosić 0,25 V

WŁODZIMIERZ ROGUSKI

Filtry ceramiczne środkowo-przepustowe do sprzętu TV

Filtry ceramiczne są obecnie elementami, bez których trudno sobie wyobrazić współczesny sprzęt odbiorczy. Szerokie ich stosowanie w sprzęcie produkowanym w kraju nie było jednak połączone dotychczas z odpowiednią szeroką informacją o ich budowie, parametrach i zasadach stosowania. Tematem niniejszego artykułu są ceramiczne filtry środkowoprzepustowe do sprzętu TV, produkowane lub będące w opracowaniu w Zakładzie Doświadczalno-Badawczym Ceramiki Elektronicznej w Warszawie.

Selektywne elementy piezoceramiczne stosowane obecnie w sprzęcie telewizyjnym, działają zwykle w oparciu o zjawisko pułapkowania energii. Mogą one być wykonane w zakresie częstotliwości 3÷27 MHz. Wibratory (elementy drgające) do tych podzespołów są wykonywane w formie cienkich płytek piezoceramicznych i odpowiednich elektrod przewodzących, umieszczonych na ich powierzchniach. Jeżeli na przeciwległych powierzchniach płytki umieści się co najmniej po dwie pary elektrod w pewnej niewielkiej od siebie odległości, otrzyma się wtedy układ prostego filtru środkowo-przepustowego (rys. 1). Podstawowe parametry takiego filtru zależą od grubości płytki, współczynnika sprzężenia elektromechanicznego i przenikalności elektrycznej ceramiki, rozmieszczenia elektrod oraz ich grubości i rodzaju. Częstotliwość środkowa filtru zależy przede wszystkim od częstotliwości podstawowych drgań mechanicznych płytki. W konstrukcji filtrów monolitycznych wykorzystuje się dwa rodzaje drgań grubościowych: grubościowego ściskania-rozciągania (ang. thickness dilatational) i grubościowego

---

±1 dB w całym zakresie częstotliwości, tj. przy zmianie częstotliwości generatora sygnałowego od 9÷39 MHz. Na wyjściu układu US12 powinien występować sygnał TTL o częstotliwości 20-krotnie mniejszej.

Następną czynnością jest zestrojenie zespołu Z2. Po sprawdzeniu napięć na poszczególnych wyprowadzeniach tranzystorów włączamy do wejścia układu US13 generator sygnałowy w szereg z 1,5 V ogniwem baterii (+ skierowany do wejścia układu US13). Nastawiając częstotliwość generatora sygnałowego w zakresie 2÷3,5 MHz, zaś poziom wyjściowy generatora 1 V, sprawdzamy działanie dzielnika programowanego, włączając do wyjścia układu US15 częstościomierz cyfrowy. Przekręcając pokrętło przełącznika zakresów 1-megahercowych powinniśmy w pozycji 0 MHz i częstotliwości generatora sygnałowego 3,45 MHz na wyjściu układu US15 otrzymać częstotliwość 50 kHz. W pozycji pokrętła 1 MHz i częstotliwości generatora 3,40 MHz ponownie otrzymuje się 50 kHz na wyjściu układu US15 itd., aż do pozycji 29 MHz i częstotliwości generatora 2,00 MHz. Na wyjściu układu US15 powinna również wystąpić częstotliwość 50 kHz. Obecnie nastawiamy pokrętło na pozycję 10 MHz, a częstotliwość generatora sygnałowego na 2,95 MHz. Za pomocą woltomierza wielozakresowego mierzymy napięcie występujące na rezystorze 1,2 kΩ na wyjściu tranzystora T19. Gdy zmienia się powoli częstotliwość generatoa sygnałowego na większą, napięcie to powinno nagle zmaleć do około 1 V. Gdy zmniejsza się ostrożnie częstotliwość generatora sygnałowego, napięcie nagle wzrośnie do wartości prawie 8 V. Pomiar ten wskazuje na poprawną pracę dyskryminatora fazy.

Po wykonaniu wyżej omówionych czynności można przystąpić do połączenia wszystkich podzespołów w funcjonalną całość. Należy stosować specjalne w tym celu przygotowane krótkie przedłużacze tak, aby istniała możliwość dostępu do wszystkich podzespołów. Do wyjścia tranzystora T18 należy włączyć częstościomierz. Włączając zasilanie +15 V powinniśmy odczytać na częstościomierzu nastawioną przełącznikiem zakresów 1-megahercowych częstotliwość zwiększoną o 9 MHz p.cz. odbiornika, którą będziemy płynnie regulować pokrętłem kondensatora obrotowego VFO w granicach 1 MHz.

Właściwie zestrojony układ powinien tak pracować, aby przy dowolnej częstotliwości VFO, przy zmianie zakresów 1-megahercowych częstościomierz wykazywał częstotliwości kolejno wzrastające lub malejące o 1 MHz, zaś wartości po przecinku megahercowym nie powinny się zmieniać w całym zakresie od 0÷29 MHz. W wypadku, gdy końcówka wskazań zmienia się w dół lub w górę, świadczy to o niedokładnie nastawionej częstotliwości odniesienia 100 kHz; należy dokonać korekty trymerem w obwodzie rezonatora kwarcowego 100 kHz.

Kontrolując oscyloskopem sygnał błędu na wyjściu tranzystora T19 zauważymy, że jego składowa stała zmienia się w granicach od około 2,5÷6 V, zależnie od nastawionej częstotliwości pracy LO. Poza tym sygnał ten jest lekko zakłócony impulsami 50 kHz. Impulsy te zostały zmniejszone przez układ filtru dolnoprzepustowego 2 × 33 kΩ + 2,2 kΩ + 6,8 μF. Zaznaczone na rys. 6 linią kreskowaną elementy C_a, C_b, L_a zostały dobrane eksperymentalnie. Próby są nadal w toku a wyniki będą opisane w końcowym artykule o odbiorniku w części „Pomiary końcowe".

Poziom wyjściowy LO, mierzony na wejściu mieszacza pierścieniowego SRA3H (końcówka 8) wynosi w całym zakresie częstotliwości 9,1÷39 MHz, 1,5÷1,6 V.

Opisany w niniejszym artykule oscylator przemiany ze stabilizacją częstotliwości pętlą PLL jest wynikiem wieloletniej pracy autora. Znalazł on zastosowanie praktyczne w 220-watowym transceiverze, w którym pracuje niezawodnie od ponad 2 lat, gdzie spełnia funkcję przemiany częstotliwości zarówno w torze odbiorczym jak i nadawczym.

Jak w każdej konstrukcji istnieje możliwość wprowadzenia zmian i ulepszeń układowych. Można przełączanie zakresów 1-megahercowych wykonać czysto elektronicznie przez wprowadzenie pamięci i generatora taktu, sterując nim „w dół lub w górę". Można stosować nie 30 zakresów 1-megahercowych, lecz 60 zakresów 0,5-megahercowych. Można zrezygnować z zakresów 1-megahercowych i zastosować strojenie „od dołu do góry" tylko pokrętłem (jak VFO), tak jak to wykonują Japończycy w niektórych swoich transceiverach. Koledzy-amatorzy o zacięciu konstruktorskim mają tutaj szerokie pole do popisu.

LITERATURA

[1] Kaniut G.P. SP9RG: Nowoczesny odbiornik radiokomunikacyjny 0,1÷30 MHz. „Radioelektronik" nr 5/1988

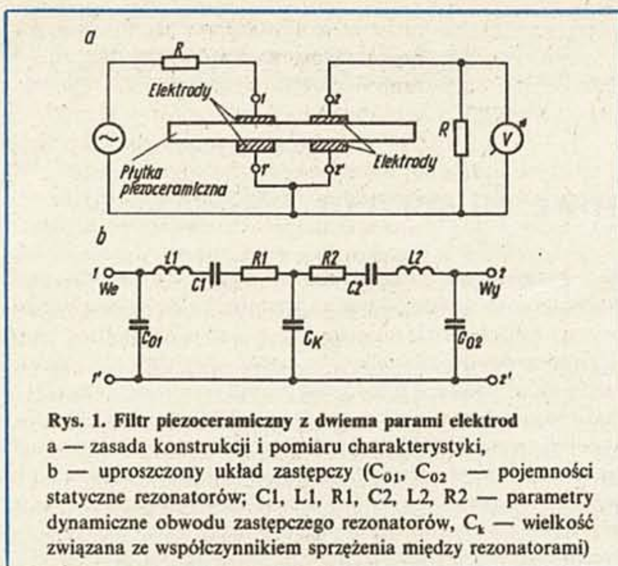
[2] Kaniut G.P. SP9RG: Przestrajany magnetycznie oscylator przemiany częstotliwości. „Radioelektronik" nr 8/1988

[3] Kaniut G.P. SP9RG: Intermodulacja. „Radioelektronik" nr 11/1986

[4] Kaniut G.P. SP9RG: Układy przemiany częstotliwości o dużej odporności na zakłócenia intermodulacyjne. „Radioelektronik" nr 2/1988

[5] Kaniut G.P. SP9RG: PLL-VFO-mit magnetisch gesteuerter Induktivität. „cq-DL" nr 4/1982

[6] Kaniut G.P. SP9RG: Phase Locked Loop-Oszillator 9÷39 MHz mit magnetisch gesteuerter Induktivität. „cq-DL" nr 2/1984



Rys. 1. Filtr piezoceramiczny z dwiema parami elektrod
a — zasada konstrukcji i pomiaru charakterystyki,
b — uproszczony układ zastępczy (C_{01}, C_{02} — pojemności statyczne rezonatorów; C1, L1, R1, C2, L2, R2 — parametry dynamiczne obwodu zastępczego rezonatorów, C_k — wielkość związana ze współczynnikiem sprzężenia między rezonatorami)

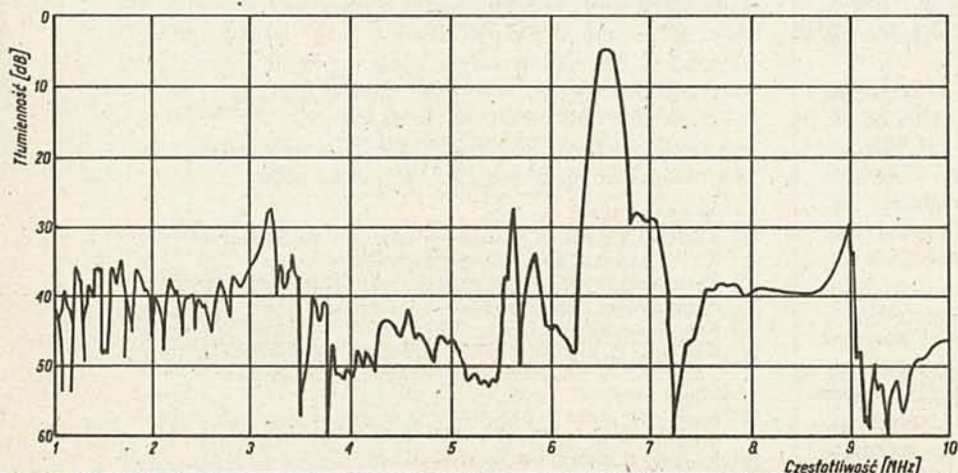
ścinania (ang. thickness shear). Stałe częstotliwości N tych obu rodzajów drgań dla większości stosowanych materiałów ceramicznych różnią się znacznie, prawie dwukrotnie.
Wartość liczbową stałej częstotliwości oblicza się jako iloczyn grubości płytki i podstawowej częstotliwości rezonansowej drgań grubościowych. Jest to podstawowy parametr materiału ceramicznego. Odpowiednie wartości stałych N dla ceramik stosowanych w Zakładach Ceramiki Radiowej wynoszą około 2300 kHz·mm dla drgań grubościowego ściskania-rozciągania i 1200 kHz·mm dla drgań grubościowego ścinania. Konsekwencją tego są pewne ograniczenia technologiczne, mianowicie: dla tej samej częstotliwości środkowej filtru grubość płytek z drganiami grubościowego-ścinania jest prawie dwukrotnie mniejsza niż dla płytek z drganiami grubościowego ściskania-rozciągania. Dlatego też filtry z wykorzystaniem drgań grubościowego ścinania są wykonywane praktycznie w zakresie częstotliwości środkowych 3÷7 MHz. Dolna granica tego zakresu zależy od warunków brzegowych, występujących przy zjawisku pułapkowania energii. Górna granica wynika ze stosowanej w ZCR technologii wytwarzania i obróbki mechanicznej cienkich płytek ceramicznych.
Przypomnijmy, że dla częstotliwości podstawowej drgań około 7 MHz grubość płytki wynosi 152 µm. Konieczność dokładnej obróbki szlifierskiej, m.in. osiąganie płaskorównoległości rzędu 1 µm, stwarza trudności w produkcji masowej. Trudności te rosną przy obróbce jeszcze cieńszych płytek. Łatwiej jest przy produkcji filtrów z drganiami grubościowego ściskania-rozciągania. Np. dla podstawowej częstotliwości drgań 10,7 MHz grubość płytki wynosi 220 µm, tak więc zakres częstotliwości środkowych, dla których mogą być wykonywane filtry jest w tym wypadku szerszy i zawiera się praktycznie w granicach 4÷15 MHz. Obejmuje on te częstotliwości, które występują w torach częstotliwości różnicowej fonii w sprzęcie radiowym i telewizyjnym powszechnego użytku.

Filtry środkowo-przepustowe do sprzętu TV monofonicznego

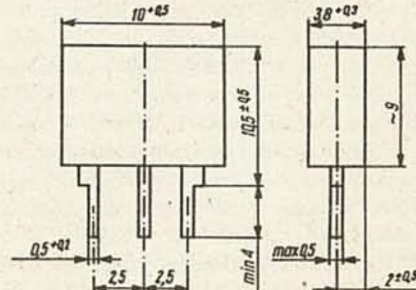
W sprzęcie telewizyjnym stosuje się filtry ceramiczne o częstotliwościach środkowych 4,5; 5,5; 6,0 i 6,5 MHz. Częstotliwości te są przyjęte jako standardowe w różnych krajach. Dotychczas w ZCR produkowano na skalę przemysłową jedynie filtry FCM-6,5 z wykorzystaniem drgań grubościowego ściskania-rozciągania. Wadą tych filtrów jest zbyt mała wartość tłumienności skutecznej w pasmie tłumieniowym. W pobliżu częstotliwości 3,5 i 5,5 MHz występują niepożądane rezonanse pasożytnicze obniżające wartość tłumienności do poziomu nawet poniżej 20 dB. Na rys. 2 przedstawiono typową charakterystykę amplitudową takiego filtru w zakresie częstotliwości 1÷10 MHz.
Szczególnie niekorzystny jest przebieg charakterystyki w pobliżu częstotliwości 5,5 MHz, gdyż utrudnia zastosowanie tych filtrów w odbiornikach dwustandardowych PAL-SECAM, uniemożliwiając uzyskanie właściwej charakterystyki dla filtru przepustowego 5,5 MHz. Wad tych nie mają opracowane w ZDBCE w latach 1986–1987 filtry, pracujące z wykorzystaniem drgań grubościowego ścinania. Opracowano filtry o częstotliwościach środkowych, odpowiadających częstotliwościom standardowym oraz dodatkowo filtr środkowo-przepustowy FCM-5,06, przeznaczony do pracy w magnetowidzie MTV-200.
W tablicy 1 ujęto podstawowe parametry techniczne tych filtrów. Wszystkie, wymienione w tablicy 1 filtry są montowane w jednakowych obudowach z tworzywa sztucznego o jednakowym układzie wyprowadzeń. Wymiary filtrów przedstawiono na rysunku 3.
Środkowe wyprowadzenie jest zawsze „wspólną masą" filtru. Wyprowadzenia zewnętrzne stanowią wejście i wyjście filtru.

Tablica 1. **Parametry filtrów FCM (4,5÷6,5) MHz**

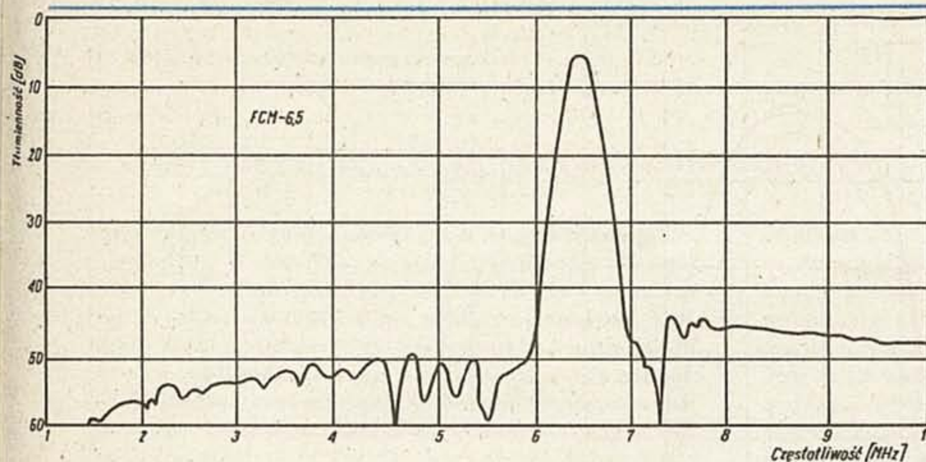
Typ filtru	Częstotliwość nominalna [MHz]	Szerokość pasma 3 dB [kHz] min	Szerokość pasma 20 dB [kHz] max	Tłumienność w zakresie 0÷10 MHz [dB] min	Impedancja dopasowania [Ω]
FCM—4,5	4,5	±60	530		1000
FCM—5,06	5,06	±100	700		470
FCM—5,5	5,5	±75	560	30	470
FCM—6,0	6,0	±80	600		470
FCM—6,5	6,5	±80	630		470



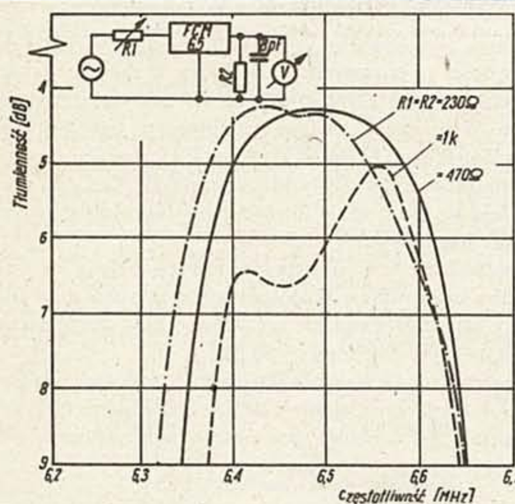
Rys. 2. Charakterystyka amplitudowa filtru FCM-6,5 produkowanego dotychczas z wykorzystaniem drgań grubościowego ściskania-rozciągania



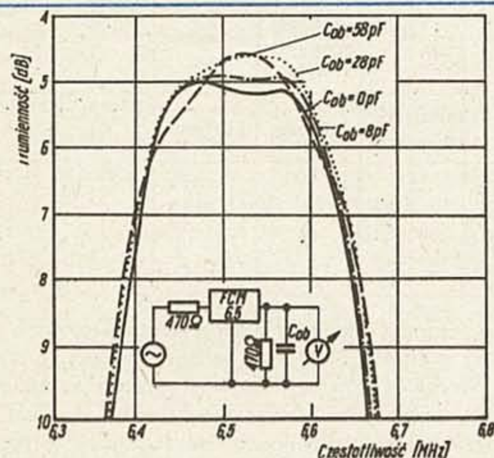
Rys. 3. Wymiary filtrów FCM (4,5÷6,5) MHz



Rys. 4. Charakterystyka częstotliwościowo-amplitudowa filtru FCM 6,5 z drganiami grubościowego ścinania (filtr nowej konstrukcji)



Rys. 5. Charakterystyki częstotliwościowo-amplitudowe filtru FCM 6,5 przy zmianach rezystancji dopasowania

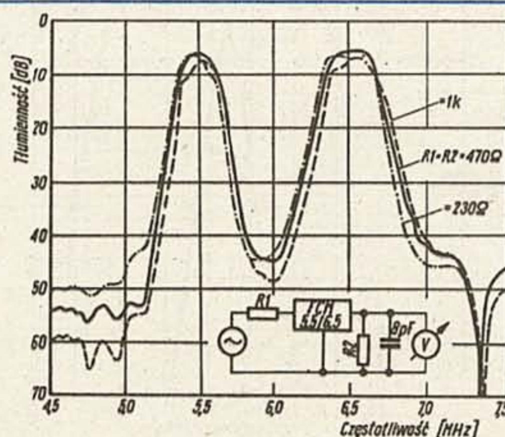


Rys. 6. Charakterystyki częstotliwościowo-amplitudowe filtru FCM 6,5 przy zmianach pojemności obciążenia

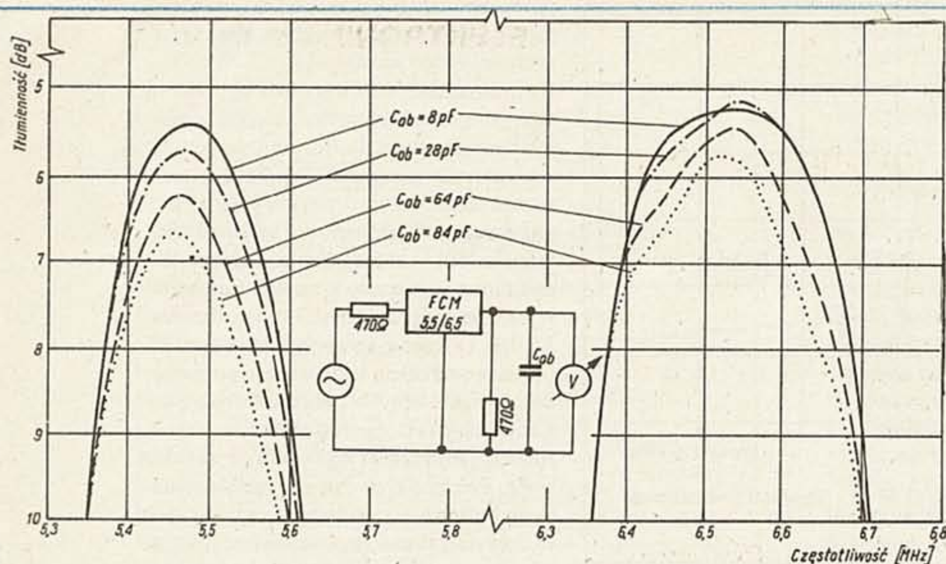
Teoretycznie filtr jest czwórnikiem symetrycznym. Występujące niekiedy drobne różnice parametrów, obserwowane przy pomiarach elektrycznych, przy zamianie miejscami wejścia i wyjścia filtru, są spowodowane miejscowymi rozrzutami stałych sprężystych ceramiki i niedoskonałością procesów technologicznych. Na rys. 4 przedstawiono przykładowo charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową filtru FCM-6,5 nowego typu, tzn. z wykorzystaniem drgań grubościowego ścinania.

Z porównania rys. 2 i 4 wynika, że przebieg charakterystyki częstotliwościowej w pasmie tłumieniowym dla filtrów nowego typu jest znacznie korzystniejszy. Dolny zakres pasma tłumieniowego, poniżej pasma przepustowego jest pozbawiony jakichkolwiek rezonansów pasożytniczych. Poziom tłumienności skutecznej w pasmie tłumieniowym w zakresie $1 \div 10$ MHz wynosi ponad 35 dB. Ta cecha nowych filtrów jest ich podstawową zaletą techniczną w porównaniu z filtrami dotychczas produkowanymi. Charakterystyki częstotliwościowo-amplitudowe pozostałych typów filtrów są takie same. Przebieg tych charakterystyk cechuje się brakiem rezonansów pasożytniczych w dolnym zakresie pasma tłumieniowego. Wynika to z faktu, że podstawowym rodzajem drgań płytki są drgania grubościowego ścinania, których stała częstotliwości jest znacznie mniejsza niż odpowiadająca jej wartość dla drgań grubościowego ściskania-rozciągania. Dlatego też rezonanse związane z tym ostatnim rodzajem drgań leżą powyżej pasma przepustowego filtrów i dodatkowo są silnie tłumione. Wpływ warunków obciążenia elektrycznego fltrów na ich charakterystyki częstotliwościowo-amplitudowe przedstawiono na rys. 5 i 6.

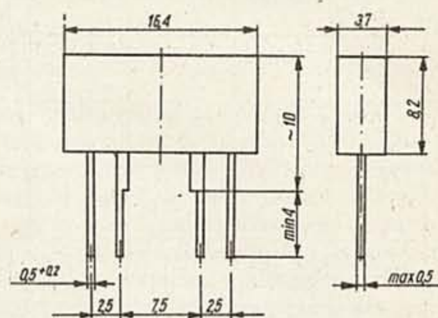
Interesujące efekty można zaobserwować przy równoległym połączeniu odpowiednich końcówek filtrów FCM-5,5 i 6,5 nowego typu (tzn. pracujących z drganiami grubościowego ścinania). Ponieważ dla częstotliwości około 5,5 MHz filtr FCM-6,5 osiąga tłumienie rzędu 40 dB i w pobliżu tej częstotliwości nie występują żadne znaczące rezonanse pasożytnicze, otrzymuje się poprawną charakterystykę amplitudową również dla filtru 5,5 MHz. Umieszczając dwa wibratory piezoceramiczne odpowiednio filtru 5,5 MHz i 6,5 MHz we wspólnej obudowie i zapewniając konstrukcyjnie ich równoległe połączenia elektryczne uzyskuje się konstrukcję filtru złożonego FCM-5,5/6,5. Charakterystykę amplitudową takiego filtru przedstawiono na rys. 7 (przy trzech wartościach rezystancji obciążenia). Na rys. 8 przedstawiono natomiast wpływ pojemności dołączonej do wyjścia filtru na jego charakterystykę w zakresach częstotliwości pasm przepustowych. Filtr mógłby znaleźć zastosowanie w odbiornikach TV monofonicznych, dwustandardowych, przystosowanych do odbioru dźwięku w systemach PAL i SECAM.



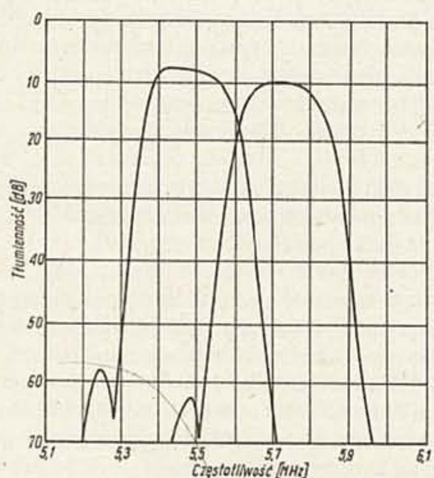
Rys. 7. Charakterystyki amplitudowe filtru FCM-5,5/6,5 przy zmianach rezystancji obciążenia



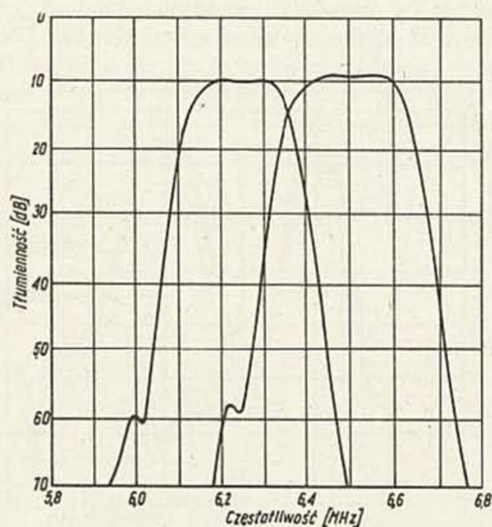
Rys. 8.
Charakterystyki amplitudowe filtru FCM-5,5/6,5 przy zmianach pojemności obciążenia



Rys. 9. Wymiary filtru typu FCS



Rys. 10. Charakterystyki filtrów FCS-5,5 oraz FCS-5,74 (PAL)



Rys. 11. Charakterystyki filtru FCS-6,25 oraz FCS-6,5 (SECAM)

Filtry środkowo-przepustowe do sprzętu TV z dźwiękiem stereofonicznym

W stadium opracowania w ZDBCE są filtry o zwiększonej selektywności o oznaczeniu FCS. Filtry te są wykonywane z przeznaczeniem ich w odbiornikach TV z dźwiękiem stereofonicznym. Wymagania stawiane tym filtrom są znacznie większe niż stawiane filtrom FCM. W systemie PAL stosuje się częstotliwości środkowe 5,5 oraz 5,74 MHz; w systemie SECAM w kraju przewiduje się stosowanie filtrów o częstotliwościach środkowych 6,25 lub 6,74 MHz i 6,5 MHz.

W odbiornikach tzw. dwustandardowych byłyby oczywiście stosowane cztery filtry. Współpracujące ze sobą pary filtrów powinny zapewnić tłumienie sygnałów o częstotliwościach sąsiednich na poziomie powyżej 50 dB.

Wstępne wymagania stawiane filtrom FCS, uzgodnione z niektórymi odbiorcami, zestawiono w tablicy 2. Spełnienie tych wymagań okazało się możliwe pod warunkiem zastosowania na

Tablica 2. **Parametry elektryczne filtrów FCS**

Typ filtru	Szerokość pasma 3 dB	Szerokość pasma 20 dB	Minimalna tłumienność w pasmie przepustowym	Tłumienność w pasmie tłumieniowym	Tłumienność		Rezystancja dopasowania $R_g+R_l=R_2$
	[kHz] min	[kHz] max	[dB] max	[dB] min	[dB] min	dla f [MHz]	[Ω]
FCS—5,5 FCS—5,74 FCS—6,25 FCS—6,5	±50	350 400	12	50 0÷10 MHz	50	5,74 5,5 6,5	470

wibratory ceramiki o większej dobroci elektromechanicznej niż stosowana w filtrach FCM oraz bardziej złożonej konstrukcji filtrów. Modele filtrów wykonano w postaci kaskadowego połączenia dwóch jednakowych wibratorów, jak dla filtrów FCM ze sprzężeniem pojemnościowym. Pojemność sprzęgająca 82 pF w postaci kondensatora typu „chip" jest umieszczona wewnątrz obudowy filtru. Wymiary filtrów FCS przedstawiono na ry. 9, a typowe charakterystyki amplitudowe filtrów FCS — na rys. 10 i 11.

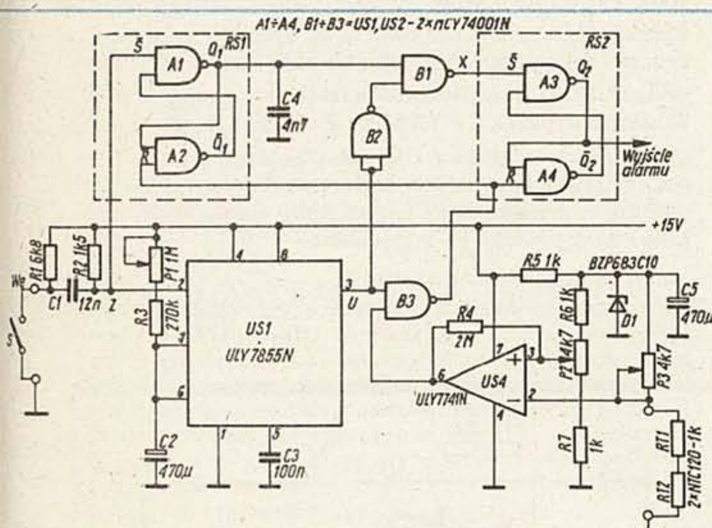
Filtry osiągają tłumienność ponad 50 dB w pasmie tłumieniowym i spełniają warunek tłumienia sygnałów o częstotliwościach środkowych sąsiedniego kanału stereofonicznego o 50 dB. Wibratory filtrów są wykonane z ceramiki o oznaczeniu zakładowym PP-4, która cechuje się stabilnością termiczną rezonansu (ok. 0,6% w zakresie temperatur −20°C ÷ +70°C). □

Układ zabezpieczenia pieca miałowego

PIOTR ZBYSIŃSKI

W wielu domach jednorodzinnych i gospodarczych instalacje c.o. są wyposażone w piece miałowe. Jeżeli po włączeniu pieca nie nastąpi zapalenie się miału, piec zostanie zasypany tym dozowanym miałem. Aby tego uniknąć, wystarczy zastosować układ opisany w niniejszym artykule. Układ włącza alarm i powoduje uruchomienie wygaszania pieca. Wykonany układ dołączono do szafy sterowniczej pieca miałowego SSPm-229A, ale układ jest tak uniwersalny, że można dołączyć go również do innych szaf sterujących.

Do kontroli pracy pieca wykorzystano pomiar temperatury gazów wylotowych. Temperatura ta powinna wzrosnąć do określonego poziomu w zadanym przedziale czasu. Jeżeli tego nie uzyska się, układ uruchamia sygnał alarmowy.



Rys. 1. Schemat układu zabezpieczenia pieca miałowego

Schemat układu zabezpieczenia przedstawiono na rys. 1.

Przerzutnik monostabilny (US1) wprowadza opóźnienie 10 ÷ 15 min., które odpowiada czasowi potrzebnemu do rozpalenia się miału w piecu i nagrzania gazów wylotowych do wysokiej temperatury. Czas opóźnienia można regulować potencjometrem P1 (zmiana stałej czasu C2(P1 + P3)). Przerzutnik jest uruchamiany ujemnym impulsem szpilkowym, uzyskanym w wyniku zróżniczkowania (obwód C1, R2) impulsu napięcia wejściowego, wywołanego zwarciem zestyku S przy włączaniu pieca. Ten sam impuls wymusza na wyjściu Q1 przerzutnika RS1 (bramki A1, A2) stan wysoki, który steruje wejściem bramki B1.

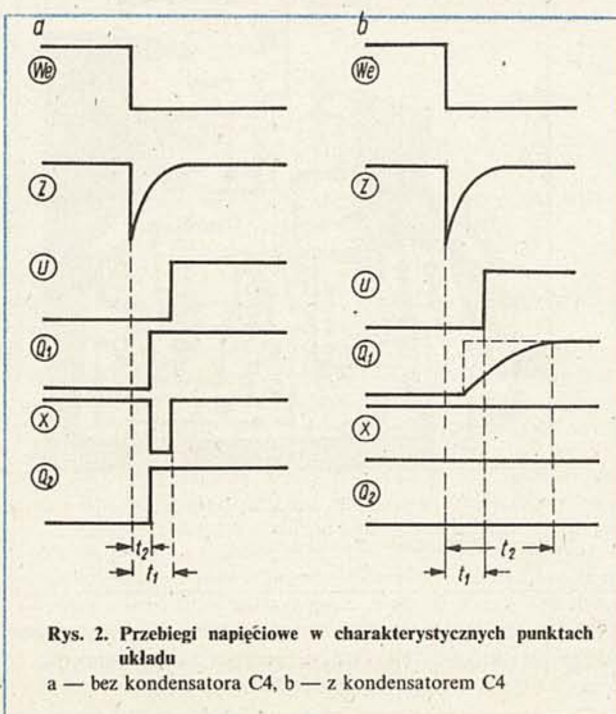
Do drugiego wejścia bramki B1 jest doprowadzany, zanegowany przez ramkę B2, sygnał wyjściowy przerzutnika monostabilnego US1. Ponieważ po włączeniu pieca na wyjściu układu US1 jest stan wysoki, wejście bramki B1 jest utrzymywane na poziomie niskim. Odpowiada to stanowi wysokiemu na wyjściu tej bramki. Wyjście alarmowe przerzutnika RS2 pozostaje w stanie niskim.

Przerzutnik monostabilny US1 reaguje wolniej niż przerzutnik RS1 i w związku z tym przez krótki czas po włączeniu pieca, na wejściach bramki B1 wystąpiłyby stany wysokie, które na jej wyjściu wymusiłyby stan niski, uruchamiający przerzutnik RS2, a tym samym alarm. Aby tego uniknąć wprowadzono opóźnienie (kondensator C4) dla sygnału przerzutnika RS1. Wpływ wartości kondensatora C4 na pracę układu ilustrują przebiegi na rys. 2. Funkcję miernika temperatury gazów wylatujących przez komin spełnia układ ze wzmacniaczem operacyjnym US4. Czujnikiem temperatury są dwa szeregowo połączone termistory RT1, RT2. Próg zadziałania układu oraz zakres mierzonych temperatur można regulować potencjometrami P2 i P3. Dioda D1 stabilizuje napięcie zasilające mostek pomiarowy. Rezystor R4, włączony w obwód dodatniego sprzężenia zwrotnego, wprowadza do układu histerezę, co zapobiega oscylacjom wzmacniacza przy małych wartościach napięcia różnicowego.

Punkt pracy układu US4 został tak dobrany, aby przy temperaturze 80 ÷ 120°C stan na jego wyjściu zmienił się z niskiego na wysoki. Stan wysoki z układu US4 powoduje przejście wyjścia bramki B3 do stanu niskiego, który zeruje przerzutniki RS1 i RS2. Należy pamiętać, że zerowanie jest możliwe tylko wtedy, gdy wyjście układu US4 przejdzie do stanu wysokiego w czasie, w którym stan wysoki jest na wyjściu układu scalonego US1. Nastąpi to tylko wtedy, gdy temperatura wzrośnie powyżej ustawionej wartości w czasie odpowiadającym stanowi aktywnemu przerzutnika monostabilnego US1. W przeciwnym wypadku bramka B3 będzie mieć na jednym z wejść stan wysoki (z US1), a na drugim stan niski (z US4). Przerzutniki nie zostaną wyzerowane i zostanie uaktywnione wyjście alarmowe. W wyniku uaktywnienia wyjścia alarmowego rozpocznie się wygaszanie pieca i za pomocą sygnału akustycznego użytkownik zostanie poinformowany o konieczności interwencji.

Płytka drukowana układu jest przedstawiona na rys. 3, a schemat montażowy na rys. 4.

W modelu zastosowano układy cyfrowe CMOS, co zapewnia dużą odporność na zakłócenia.
Wszystkie podzespoły są stosunkowo tanie i łatwe do kupienia.



Rys. 2. Przebiegi napięciowe w charakterystycznych punktach układu
a — bez kondensatora C4, b — z kondensatorem C4

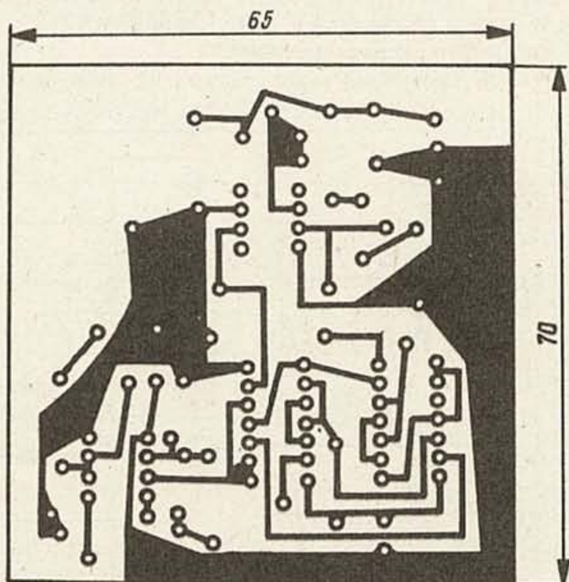
mgr inż. MAREK KLIMCZAK

Przestrajanie odbiorników FM z cyfrową syntezą częstotliwości

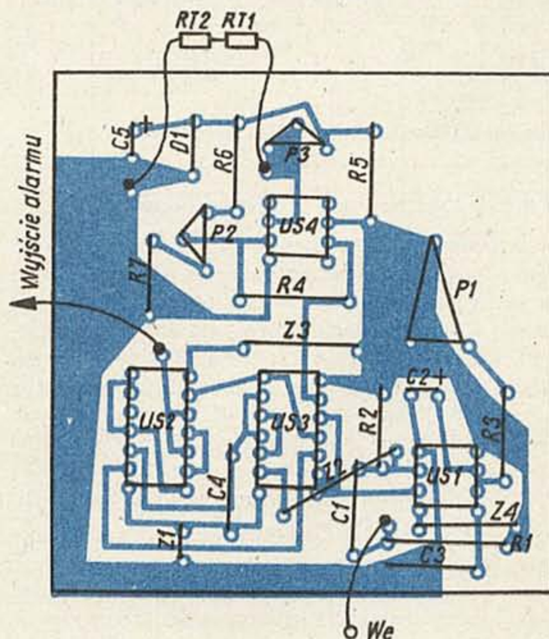
Coraz częściej są sprowadzane do kraju różnymi drogami zachodnie odbiorniki radiowe z układem cyfrowej syntezy częstotliwości. Po podjęciu decyzji o przestrojeniu takiego odbiornika z systemu CCIR na OIRT pojawia się problem, jak tego dokonać, aby nie pogorszyć parametrów toru FM.

Dość szeroko stosuje się konwertery częstotliwości, które przesuwają zakres częstotliwości w pasmo „zachodnie". Jest to jednak rozwiązanie niedoskonałe z uwagi na to, że przeważnie są to konwertery nie przestrajane, czyli przy dobrym dostrojeniu w środku pasma, gorzej pracują na jego krańcach. Przy stałej częstotliwości oscylatora obwody wejściowe konwertera i filtr wyjściowy powinny być przestrajane współbieżnie z heterodyną głowicy UKF w odbiorniku radiowym. Poza tym, aby zachować zalety cyfrowej syntezy częstotliwości (tzn. niezależność nastawionej częstotliwości odbieranej stacji od temperatury, napięcia zasilającego itd.) należałoby wykonać oscylator konwertera sterowany rezonatorem kwarcowym. Kolejną wadą takiego rozwiązania jest poprzedzenie czułych, zestrojonych fabrycznie i często zoptymalizowanych pod względem szumów obwodów wejściowych głowicy — konwerterem, który jest najczęściej gorszej jakości, niż głowica UKF wysokiej klasy odbiornika.
Rozwiązaniem tego problemu jest przestrojenie tunera, czyli zmiana pasma roboczego głowicy UKF i zmiana częstotliwości pracy pętli PLL. Wymaga to, oprócz zmiany parametrów obwodów rezonansowych głowicy, wymiany rezonatora kwarcowego. Wśród wielu systemów używanych do cyfrowej syntezy częstotliwości często jest stosowany układ scalony TC9147P firmy Toshiba, zawierający cały mikrokomputer. Składa się on z jednostki centralnej, pamięci programu, pamięci RAM do zapamiętywania 16 stacji wybranych z zakresów, FM i AM, układu strojenia (PLL), przełączania zakresów, automatycznego przeszukiwania pasm itd. Do tego dochodzi układ scalony TD6104P, jako prescaler (wstępny dzielnik częstotliwości) i TD6301P, służący do sterowania wyświetlaniem częstotliwości.
Bez zagłębiania się w skomplikowane działanie całego systemu można na jego przykładzie obliczyć rozpiętość możliwych do zastosowania częstotliwości rezonatora kwarcowego. Jest tu pewna dowolność, ponieważ nasz zakres UKF mieści się w pasmie ok. 8 MHz, natomiast zachodni zajmuje aż 20,5 MHz. Można zatem przenieść pasmo 65,5 ÷ 73,5 MHz w różne miejsca zakresu 87,5 ÷ 108,0 MHz.
Raster pętli PLL (50 kHz) zmieni się po wymianie rezonatora w stosunku f_r/f_o, gdzie f_o jest częstotliwością rezonatora dla systemu CCIR, a f_r — częstotliwością rezonatora po przestrojeniu. W naszym wypadku f_o = 7,2 MHz. Z uwagi na to, że w Polsce częstotliwości nadajników UKF nie pokrywają się z żadnym rastrem, im mniejszy będzie krok częstotliwości uzyskany w przestrojonym układzie PLL, tym lepiej. Częstotliwość rezonatora może zawierać się w granicach:

$$\text{od } f_{r1} = \frac{f_o}{\dfrac{f_{2z}+10{,}7}{f_{2w}+10{,}7}} \qquad \text{do } f_{r2} = \frac{f_o}{\dfrac{f_{1z}+10{,}7}{f_{1w}+10{,}7}}$$

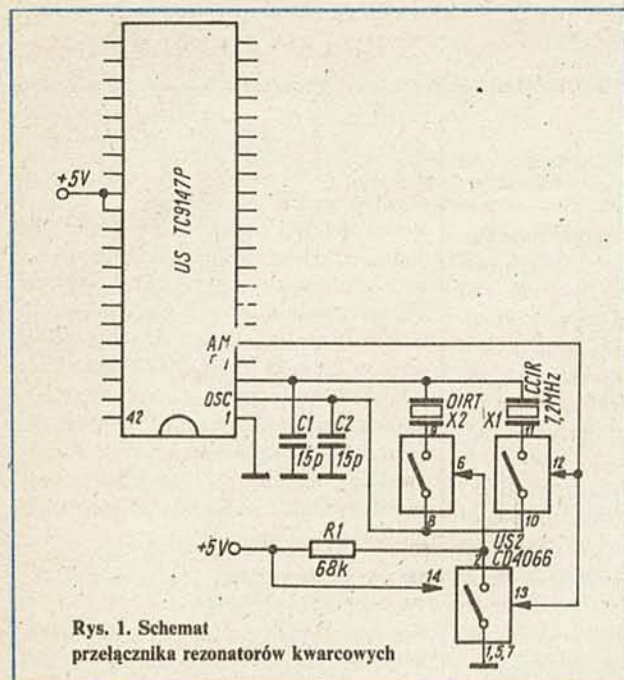


Rys. 3. Płytka drukowana układu



Rys. 4. Schemat montażowy (z1, z2 — zwory)

Układ można dołączyć do dowolnej szafy sterującej bez żadnych zmian konstrukcyjnych. Przy dołączaniu należy pamiętać, że funkcję zestyku S powinien spełniać wolny zestyk przekaźnika z szafy sterującej, który jest włączany po włączeniu pieca. Do wyjścia układu można dołączyć układ alarmowy, np. generator akustyczny lub można dołączyć układ automatycznego wygaszania pieca, w który są wyposażone szafy sterujące. Układ zabezpieczający jest zasilany z zasilacza szafy sterującej. □



Rys. 1. Schemat przełącznika rezonatorów kwarcowych

przy czym:
W — system OIRT,
Z — system CCIR,
1 — dolna granica zakresu,
2 — górna granica zakresu.

Na przykład: f_{2W} oznacza górną częstotliwość naszego pasma UKF, czyli 73,5 MHz. Liczba 10,7 — to częstotliwość pośrednia FM w MHz.

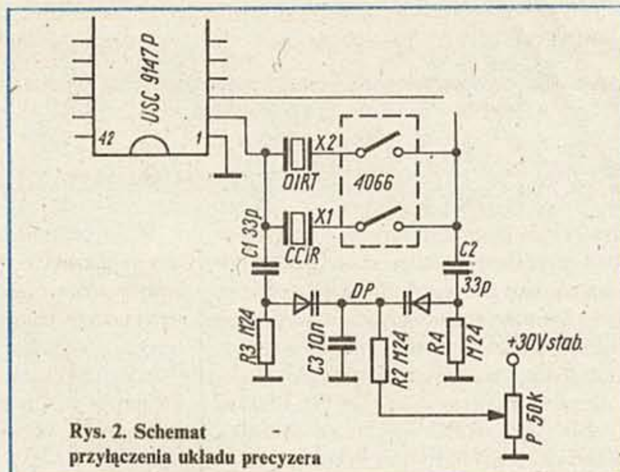
Po obliczeniu okazuje się, że $f_r = 5{,}11 \div 5{,}59$ MHz. Krok częstotliwości, z którym jest przestrajana teraz głowica zawiera się w granicach od 35,47 kHz do 38,82 kHz, zależnie od użytego rezonatora. Z uwagi na wspomniany raster najlepiej wybrać rezonator o mniejszej częstotliwości. W celu uzyskania jeszcze mniejszego rastra można tak nastroić heterodynę, aby jej częstotliwość była różnicą częstotliwości sygnału i częstotliwości pośredniej, a nie ich sumą. Wtedy heterodyna będzie pracować na częstotliwościach 54,8 ÷ 62,8 MHz. Możliwe do zastosowania częstotliwości rezonatora kwarcowego wynoszą:

$$\text{od } f_{r1} = \frac{f_o}{\dfrac{f_{2Z}+10{,}7}{f_{2W}-10{,}7}} \qquad \text{do } f_{r2} = \frac{f_o}{\dfrac{f_{1Z}+10{,}7}{f_{1W}-10{,}7}}$$

czyli od 3,81 do 4,02 MHz. Najkorzystniej byłoby zatem zastosować rezonator o częstotliwości 3,81 MHz, dzięki któremu uzyskamy raster 26,46 kHz.

Tu wyłania się następujący problem. Po zmianie częstotliwości rezonatora przesuną się w dół wszystkie zakresy tunera, w tym również AM. Należy wobec tego pozostawić również oryginalny rezonator 7,2 MHz i zastosować przełącznik C-MOS (MC14066, CD4066) do wybierania rezonatora odpowiedniego dla danego pasma. Rozwiązanie to przedstawiono na rysunku 1.

Przełącznik jest sterowany sygnałem +AM, czyli napięciem włączającym tor AM odbiornika. Podczas pracy toru FM napięcie sterujące zanika i do oscylatora układu TC9147P jest dołączony rezonator dobrany do systemu OIRT. O ile przy odbiorze lokalnych nadajników wielkość rastra pętli PLL nie jest zbyt ważna, o tyle podczas odbioru słabszych stacji może się okazać, że żadna z najbliższych „skwantowanych" częstotliwości heterodyny nie daje optymalnego odbioru sygnału w.cz. Jest to podstawowa niedogodność odbiorników z cyfrową syntezą częstotliwości, eksploatowanych w Polsce. Można jednak i temu zaradzić, stosując tzw. precyzer, przedstawiony na rysunku 2, umożliwiający np. przy rastrze 30 kHz uzyskanie płynnej zmiany częstotliwości odbieranego sygnału w zakresie ±15 kHz. Można zatem wybrać każdą częstotliwość zakresu UKF, jednak położenie precyzera dla poszczególnych zaprogramowanych stacji nie jest zapamiętywane przez układ scalony TC91247P.



Rys. 2. Schemat przyłączenia układu precyzera

Dioda pojemnościowa DP jest tak włączona, że umożliwia zmianę pojemności znajdujących się między masą, a zaciskami rezonatora kwarcowego, przesuwając nieznacznie częstotliwość pracy oscylatora. Takie rozwiązanie jest stosowane w nielicznych zachodnich tunerach wysokiej klasy, ale raczej ze względu na możliwość precyzyjnego dostrojenia w zakresach AM. Należy podkreślić, że zastosowanie samego konwertera częstotliwości w wypadku tunera opartego na układzie scalonym TC9147P pozostawia częstotliwość rastra FM równą 50 kHz, co jest wartością zbyt dużą dla zapewnienia dobrego odbioru słabszych stacji UKF w Polsce.

Po przestrojeniu w opisany wyżej sposób toru FM tunera, wskazania częstotliwości na wyświetlaczu będą, niestety, błędne. Wynika to z tego, że w układach cyfrowej syntezy częstotliwości najczęściej nie jest mierzona rzeczywista częstotliwość odbieranej stacji, tylko wyświetlacz wskazuje pewną liczbę, zależną od przyjętej pośredniej częstotliwości i aktualnego współczynnika podziału programowanych dzielników częstotliwości, będących częścią pętli PLL, a mieszczących się w układach scalonych TC9147P i TD6104P. Jedynie w wypadku, gdy system pracuje z rezonatorem przewidzianym przez producenta (7,2 MHz) liczba ta wyraża częstotliwość odbieranej stacji w megahercach.

Rzeczywistą częstotliwość f_s odbieranej stacji można obliczyć ze wzoru:

$$f_s = \left((F+10{,}7)\cdot\frac{f_r}{f_o}\right) + A\cdot 10{,}7$$

w którym:
F — liczba wskazywana przez wyświetlacz,
f_r — częstotliwość zastosowanego przy przestrajaniu rezonatora kwarcowego,
f_o — częstotliwość rezonatora przed przestrojeniem (7,2 MHz),
A — liczba zależna od sposobu pracy heterodyny.

Jeżeli częstotliwość heterodyny jest sumą częstotliwości sygnału odbieranego i częstotliwości pośredniej, to $A = -1$, jeżeli natomiast jest ich różnicą, to $A = 1$. Wszystkie częstotliwości są wyrażone w megahercach.

Trzeba dodać, że położenie precyzera nie ma wpływu na wskazania wyświetlacza, ponieważ nie zmienia współczynnika podziału dzielników częstotliwości.

Chcąc „wyskalować" precyzer należy tak dobrać pojemność kondensatorów C1 i C2, aby w środkowym położeniu suwaka potencjometru P częstotliwość generowana przez oscylator była równa dokładnie częstotliwości rezonatora. Pomiaru częstotliwości najlepiej dokonać w obwodzie heterodyny (na jej wyjściu wykorzystywanym do sterowania prescalera). W skrajnych położeniach suwaka potencjometru P. częstotliwości heterodyny powinny różnić się między sobą o wartość równą szerokości rastra, a w środkowym położeniu powinna mieć ona wartość:

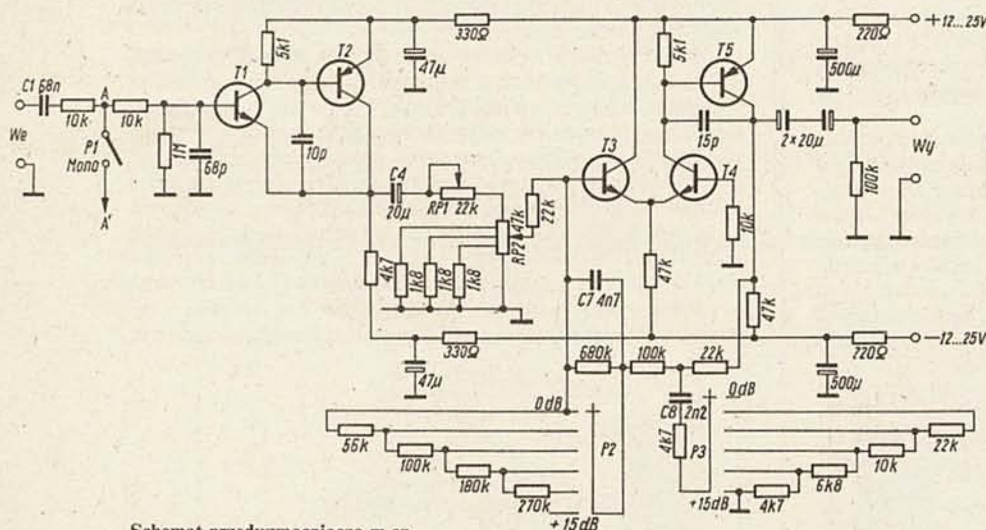
$$f_H = (F+10{,}7)\cdot\frac{f_r}{f_o}$$

□

Praktyczny przedwzmacniacz m.cz.

Krótki opis i schemat dotyczy tranzystorowego przedwzmacniacza m.cz. o dobrych parametrach. Do wejścia przedwzmacniacza mogą być przyłączone bezpośrednio różnego rodzaju źródła sygnałów audycji z wyjątkiem magnetycznego przetwornika gramofonowego. Autorem układu jest M. Franke, a opis jego ukazał się w miesięczniku „Funkamateur" (NRD) nr 4/1985.

Nabycie wzmacniaczy operacyjnych o małych szumach jest często trudne. Wielu elektroników-amatorów ma natomiast spore zapasy tranzystorów, które mogą być z powodzeniem wykorzystane do konstruowania dobrej klasy przedwzmacniaczy. Opisany niżej przedwzmacniacz odznacza się następującymi cechami:



Schemat przedwzmacniacza m.cz.

— wielką wartością impedancji wejściowej, umożliwiającą przyłączenie piezoelektrycznego przetwornika gramofonowego oraz innych źródeł sygnału o wartości znamionowej rzędu 0,2 V;
— regulacją tonów wysokich i niskich tylko w kierunku ich wzmocnienia, zmienianą za pomocą dwóch oddzielnych przełączników;
— małym wpływem wartości napięcia zasilającego na działanie przedwzmacniacza;
— dużą stabilnością działania.

Między wejściem przedwzmacniacza, a bazą pierwszego tranzystora (patrz schemat) jest włączony filtr RC osłabiający wpływ przedostających się do wejścia przebiegów w.cz. oraz przełącznik „mono" zwierający wejścia obu kanałów stereofonicznych. Stopień z tranzystorami małoszumnymi T1 i T2 jest przemiennikiem impedancji. Potencjometr RP1 służy do wyrównywania wzmocnienia obu kanałów (balans). Potencjometry te, obu wzmacniaczy kanałowych, mogą być sprzężone jeżeli dysponuje się odpowiednim potencjometrem podwójnym. Potencjometr RP2 służy do regulowania wzmocnienia przedwzmacniacza.

W przedstawionym układzie zastosowano układ regulacji fizjologicznej z potencjometrem o trzech dodatkowych końcówkach. Zamiast takiego potencjometru można zastosować inny, zmieniając odpowiednio wartości rezystorów, bądź ostatecznie można zastosować zwykły potencjometr o charakterystyce wykładniczej, rezygnując z układu regulacji fizjologicznej.

Układ tranzystorów T3, T4 i T5 tworzy wzmacniacz o dużej wartości wzmocnienia napięciowego (bez pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmocnienie układu wynosi ok. 4000). Do obwodu ujemnego sprzężenia tego układu przyłączone są dwie gałęzie umożliwiające regulowanie podniesienia tonów niskich (przełącznik P2) i tonów wysokich (przełącznik P3). Przełączniki obu kanałów powinny być ze sobą sprzężone, a wartości rezystorów dobrane parami, wówczas przebieg regulacji będzie identyczny w obu kanałach, co jest trudne do osiągnięcia w układach konwencjonalnych z potencjometrami, które to często różnią się przebiegiem charakterystyki rezystancji w funkcji kąta obrotu.

Podniesienie tonów niskich i wysokich zmienia się o ok. +3 dB na jeden skok przełącznika i osiąga maksymalnie +15 dB przy częstotliwościach 20 Hz i 20 kHz. Warto podkreślić, że działanie regulacji nie zmienia przebiegu charakterystyki częstotliwościowej wzmacniacza w zakresie 300 ÷ 3000 Hz, a więc wpływa istotnie tylko na wzmocnienie tonów niskich i wysokich. Zakres ten może być w razie potrzeby zmieniony przez zmianę wartości kondensatorów C7 i C8.

Wyjście wzmacniacza może być obciążone impedancją nie mniejszą niż 5 kΩ. Jeżeli jest potrzeba sterowania wzmacniacza mocy o mniejszej wartości impedancji wejściowej, to należy dodać na wyjściu stopień wtórnika emiterowego.

DANE TECHNICZNE PRZEDWZMACNIACZA

Pasmo przenoszenia:	10 Hz ÷ 30 kHz
Współczynnik zawartości harmonicznych:	≤0,01%
Znamionowe napięcie wyjściowe:	1 V

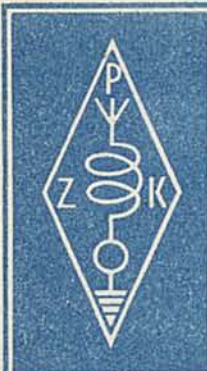
Szumy własny zależą od zastosowanych tranzystorów, jakości elementów i montażu oraz źródła napięcia zasilającego (możliwe jest uzyskanie stosunku sygnału do szumów rzędu 80 dB).

Wzmocnienie całego przedwzmacniacza przy regulatorze wzmocnienia ustawionym na maksimum i płaskiej charakterystyce przenoszenia: 5.

Przedwzmacniacz przenosi dobrze nawet bardzo małe częstotliwości podakustyczne (do kilku herców), co może być w niektórych wypadkach niekorzystne. Można wówczas zmniejszyć odpowiednio pojemność kondensatora C1 lub dodać filtr antywibracyjny między kondensatorem C4 i potencjometrem RP1.

Autor zmontował cały przedwzmacniacz, w wykonaniu stereofonicznym, w postaci bloku o wymiarach 180×110×28 mm. Podstawa jest wykonana w kształcie litery U z blachy aluminiowej. Wewnątrz tej podstawy są umieszczone płytki montażowe dwu kanałów przedwzmacniacza. Zaleca się zastosowanie tranzystorów małoszumnych, np. BC414, BC413 (T1, T2, T3) i BC416 (T2). Jako T5 może być zastosowany także tranzystor typu BC157, BC177 lub podobny. *R.T.*

UWAGA
Płytki drukowane do artykułu mgr inż. J. Jarmoniuka „Przystosowanie OTVC Elektron 280 (380) do odbioru programów w systemie PAL" z nr 10/88 można zamawiać w przedsiębiorstwie wdrożeniowym ANACOM, skr. pocz. 175, 15-007 Białystok 24.



KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
·Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK Nr 12 (337) ● GRUDZIEŃ 1988

ZNAMIENNY GŁOS Z ZA OCEANU

W początkach polskiej radiofonii nię było jeszcze rozgłośni krótkofalowych. Dotkliwie odczuwali to nasi rodacy zamieszkali w różnych krajach wszystkich kontynentów, dla których żywe słowo płynące z rodzinnego kraju przez radio zmniejszało nostalgię i było źródłem oczywistych wzruszeń. W tej szczególnej sytuacji doniosła rola przypadła naszym ówczesnym krótkofalowcom-nadawcom, którzy z konieczności pełnili rolę swoistych ambasadorów Polski na falach eteru i to na różnych szerokościach geograficznych. Zdarzało się nawet, że wielu naszych rodaków na obczyźnie stawało się krótkofalowcami, aby bodaj na drodze QSO z krajem nie zapomnieć mowy przodków. Przykładem może być choćby list jaki w 1931 r. otrzymała redakcja miesięcznika „Krótkofalowiec Polski" i opublikowała w numerze 6/1932. W liście tym nasz rodak Henryk Kubczyński z Brazylii pisał m.in.: „Kiedyż nareszcie my Polacy na dalekiej emigracji będziemy mogli słyszeć stacje radiofoniczne polskie? Mamy już Polaków wstydzących się mówić po polsku (a może po prostu nie potrafiących). Pierwsze pokolenie urodzone w Brazylii bardzo mało zna język polski. Uczęszcza do szkół brazylijsk'.n, które samo przez się wynaradawiają dusze dzieci zapobiec wynarodowieniu może w dużej mierze żywe słowo, na pomoc przychodzi radio. Ani książki, ani odczyty, ani dzienniki nigdy nie dorównają żywemu słowu płynącemu na falach radia. Pomóżcie nam...". Tak pisał z Brazylii Henryk Kubczyński, krótkofalowiec i zapamiętały prenumerator naszego miesięcznika, a jego apel nie pozostał bez echa. Na pasmach amatorskich słyszało się wiele wzruszających QSO, wśród których słowa „po raz pierwszy słyszę naszą mowę wprost z Polski" nie należały bynajmniej do wyjątków. Warto więc te wzruszające chwile ocalić od zapomnienia, a tym samym od pomniejszenia zasług polskiego krótkofalarstwa.—

SP8HR

DYPLOM „ZAMENHOF ESPERANTO AWARD"

Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców chciałby przybliżyć dyplom „Zamenhof Esperanto Award" jako jeden z ciekawszych wydawanych na terenie Polski.

Dyplom jest wydawany dla uczczenia 100 rocznicy powstania języka esperanto. Wewnątrz dyplomu jest umieszczona krótka informacja (w trzech językach): „Białystok jest miastem, gdzie w 1859 roku urodził się twórca międzynarodowego języka Esperanto dr Ludwik Zamenhof. Dla zachowania pamięci o twórcy i dla propagacji Jego idei dyplom ten wydajemy".

Szata graficzna ciekawa, dyplom jest wydany na papierze kredowym. Dla uzyskania dyplomu należy zgromadzić 20 pkt.

Zamenhof Esperanto Award

To ....



Polski Związek Krótkofalowców

Oddział w Białymstoku



Za łączności (nasłuchy) ze stacjami z Białegostoku, za QSO lub nasłuch 1 pkt. Dyplom jest wydany na KF i UKF.

Informacji udziela wydawca: 15–950 ZOW PZK Białystok. ul. Stołeczna 25, skr. poczt. 13.

SP5BKA

DAWNO, DAWNO TEMU...

Jedną z ważniejszych dat jest dzień 6 grudnia 1925 r. w tym dniu Tadeusz Hoeftman, używający znaku TPAX, po raz pierwszy w historii polskiego krótkofalarstwa nawiązał obustronne łączności radiowe z zagranicą na falach krótkich z holenderskim nadawcą Ten Kate, używającym znaku N-ØPM. W ciągu kilku

następnych tygodni T. Hoeftman uzyskał łączności z Ameryką i Azją. Jak wielkie było to wtedy osiągnięcie, trudno sobie dziś wyobrazić. Sam autor tego wydarzenia, wspominając je w kilkanaście lat potem, nadal dziwił się, że to mu się udało. Zdziwienie to wywołane było tym, że T. Hoeftman używał bardzo prymitywnego sprzętu (innego przecież nie było), oczywiście własnej konstrukcji.
W pięć lat później, tj. 14.12.1930 r. odbyły się pierwsze polskie zawody krótkofalarskie. W tamtych latach zwykły, „domowy odbiornik radiowy był znacznie rzadszym zjawiskiem niż dziś np. odbiornik TV satelitarnej. Tymczasem w zawodach tych wzięło udział 10 drużyn, każda składająca się z czterech zawodników.
Szybki powrót w czasy dzisiejsze ułatwi notatka z nr 12/1930 „Krótkofalowca Polskiego", w której anonimowy autor, SP3TON ostro krytykował obowiązującą ustawę celną. Ustawa ta w praktyce uniemożliwiała import sprzętu dla nielicznych jeszcze entuzjastów sportu krótkofalarskiego. Kończąc artykuł SP3TON pisał: „Praca na falach krótkich jest konieczna dla dobra Państwa. I powinna być, nie mówiąc, już specjalnie faworyzowana, ale przynajmniej tak traktowana jak sport piłki nożnej".
Już w tamtych latach SP3TON zwracał uwagę na fakt, że krótkofalarstwo to sport i tak powinno być traktowane. Dziś, po kilkudziesięciu latach, dzięki wieloletniemu uporowi grupy zapaleńców krótkofalarstwa z mgr inż. K. Słomczyńskim (SP5HS) na czele, propozycje poprawek do ustawy o kulturze fizycznej znalazły się w Sejmie PRL. *SP5OXV*

SPORT

Dział Sportowy ZG PZK informuje, że zakończył weryfikację dyplomów wydawanych na terenie Polski.
Poniżej podajemy pełną listę dyplomów uznawanych przez ZG PZK:

1. „SP6" — Klub PZK SP6PRT we Wrocławiu
2. „Czuwaj" — KCh ZHP, ZOW PZK Wrocław
3. „Zamenhof Esperanto Award" — ZOW PZK Białystok
4. „Polski Len" — ZOW PZK Skierniewice
5. „WCTA" — ZOW PZK Toruń
6. „PNB" — ZOW PZK Gdańsk
7. „Gdynia"— Klub ZHP „Audion" w Gdyni
8. „WMRC" — ZOW PZK Gdańsk
9. „Szlakiem Powstania Wlkp. 1918/19" — ZOW PZK Poznań
10. „SP-10-RTTY" — ZOW PZK Leszno
11. „SR-9E" — PZK Ogrodzieniec
12. „Koszalin" — ZOW PZK Koszalin
13. „SP-YL-C" — Ogólnopolski Klub Kobiet Krótkofalowców w Jarosławiu
14. „ES-DX-Club" — ZHP Elbląg
15. „Wrocław" — Klub PZK SP6PKO Wrocław
16. „Starówka Głogowska" — Klub ZHP SP6ZKD Głogów
17. „Przyjaciel Dziecka" — Koło Krótkofalowców przy ZW TPD w Krakowie
18. „75 Lat ZHP" — Klub ZHP „Audion" w Gdyni
19. „Cracovia" — ZOW PZK Kraków
20. „SPØ — ZOW PZK Bydgoszcz
21. „Ziemia Tarnowska" — ZOW PZK Tarnów
22. „Opole" — ZOW PZK Opole
23. „Zawisza Czarny" — Centrum Wychowania Morskiego Głównej Kwatery ZHP
24. „Polska" — Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców
25. „AC-15-Z" — Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców
26. „W-21-M" — Zarząd Główny Polskiego Związku Krótkofalowców

Wszystkie inne dyplomy wydawane na terenie Polski ZG PZK uważa za nielegalne, z wyjątkiem dyplomów wydawanych przez kluby specjalistyczne, które wydawane są na innych zasadach.
SP5BKA

JESZCZE O KĄCIKU PORAD

Kącik porad dla przyszłych krótkofalowców powraca co pewien czas na łamy naszego miesięcznika. Atrakcyjność sportu krótkofalarskiego powoduje, że we wszystkich krajach, w naszym również, obserwuje się stały wzrost liczby krótkofalowców. O zaletach krótkofalarstwa można by mówić długo, sądzę jednak, że jest to ogólnie znane. Wypada jednak sprecyzować, czym jest dzisiejsze krótkofalarstwo, jako że jest ono nieco inne niż lat temu... naście. Zmiany te spowodowane są dwoma podstawowymi czynnikami ściśle ze sobą powiązanymi.
Stale rosnąca liczba krótkofalowców „utworzyła" chłonny rynek dla sprzętu i akcesoriów. Większe i mniejsze firmy zaczęły w coraz większych ilościach produkować sprzęt przeznaczony wyłącznie dla krótkofalowców. Konkurencja między firmami, jak zawsze w takich wypadkach, powodowała stały wzrost jakości i niezawodności urządzeń krótkofalowych. Oferowany dziś przez duże firmy sprzęt to podstawowa radiostacja (transiver) z wieloma dodatkami, takimi jak synteza częstotliwości z odczytem, możliwość programowania wielu stałych częstotliwości, niezależnie dla odbiornika (Rx) i nadajnika (Tx), różne automatyki, zabezpieczenia itp. Poza tym możliwość pracy wszystkimi rodzajami emisji, począwszy od telegrafii (CW) poprzez emisję jednowstęgową (SSB) i modulację częstotliwości (FM), aż po możliwość współpracy z mikrokomputerem.
Ta różnorodność jest podstawową przyczyną zmian w sporcie krótkofalowym. Trudno jest być dobrym we wszystkim. O ile krótkofalowiec lat 50. i początku lat 60. był w stanie wykonać sprzęt taki, jaki oferowały nieliczne wtedy firmy, to dzisiejszy, końca lat 80. nawet nie podejmuje próby kopiowania sprzętu fabrycznego. Te czynniki powodują, że każdy, kto chce się w jakiś sposób wybić lub tylko pokazać, musi zdecydować się na pewien rodzaj specjalizacji. A jest w czym wybierać... Dzisiejszy krótkofalowiec, to np. łowca dyplomów, łowca „nowych krajów", specjalista od amatorskiej telewizji (SSTV) lub pracy dalekopisem (RTTY) albo aktywny uczestnik wielu zawodów łącznościowych. Niezależnie od tego można zajmować się łącznościami na falach krótkich lub ultrakrótkich.
Wraz z rozwojem elektroniki wielkich częstotliwości gwałtownie rośnie liczba krótkofalowców, dla których tradycyjne pasma UKF 2 m i 70 cm są „za długie". Miłośnicy tej dziedziny do dziś są zdani na sprzęt własnej konstrukcji, gdyż firmy elektroniczne nie są w stanie dostarczyć sprzętu na te częstotliwości w cenie przystępnej dla amatora i jednocześnie takiego, który by go zadowolił posiadanymi parametrami. To właśnie amatorzy-krótkofalowcy wytyczają kierunki rozwoju, którymi w przyszłości pójdą biura konstrukcyjne wielkich firm produkujących dla potrzeb łączności.

K O M U N I K A T — Zawiadamiamy Czytelników, że w Przedsiębiorstwie Wdrożeniowym ANACOM, 15-007 Białystok 24, skr. poczt. 175, można zamawiać płytki drukowane do następujących układów, opisanych w numerze 6/1988 „Re":

1. Cyfrowy miernik częstotliwości z automatyczną zmianą zakresu,
2. Cyfrowy odczyt sekcji przełącznika kanałów do OTVC Neptun 505.

„Inteligentne" karty kredytowe

W krajach wysokouprzemysłowionych obrót bezgotówkowy jest szeroko rozpowszechniony. Posiadacz karty kredytowej typu VISA, Master Card i in. może praktycznie obyć się bez gotówki, gdyż cała sieć handlowa i usługowa jest nastawiona na obrót bezgotówkowy. Karta zawiera informacje o jej właścicielu oraz zasobie posiadanej gotówki. Po dokonanej transakcji terminal komputera, po włożeniu do niego karty, „przepisuje" informacje o jej właścicielu i stanie konta oraz wprowadza do karty saldo po odjęciu należności. Informacje o dokonanej transakcji są przekazywane przez komputer do banku, w którym właściciel prowadzi swój rachunek. Dlatego karty te można określić, jako bierne, gdyż wszystkie operacje odbywają się poza nią, w komputerze.

Dostępność tanich podzespołów czynnych oraz nowe techniki ich montowania nasunęły myśl przeniesienia operacji arytmetycznych z komputera do karty. We Francji w użyciu znajduje się już około 8 milionów takich „inteligentnych" kart. W Japonii trwają próby ich zastosowania, a w USA, gdzie nasycenie kartami biernymi jest największe, dopiero rozważa się celowość ich wprowadzenia.

Wykonywanie operacji arytmetycznych i pamiętanie wyników obliczeń wymaga wprowadzenia do karty mikroprocesora i pamięci. Jedna z firm amerykańskich opracowała w tym celu odpowiedni układ scalony. Ma on wymiary 114 × 127 μm, grubość 200 μm, a zawiera mikroprocesor oraz elektrycznie programowaną i kasowaną pamięć EEPROM o pojemności 2 kB. Ma również układ zabezpieczający przed wyładowaniami elektrostatycznymi, powstającymi w chwili wyjmowania karty z kieszeni lub portfela, obliczony na 15 kV. Częstotliwość zegara wynosi 4,9 MHz, a moc wydzielana — 20 mW. Napięcie potrzebne do kasowania i programowania pamięci jest generowane wewnątrz układu, który wymaga zasilania napięciem 5 V. Układ ma trzy stopnie zaezpieczenia przed nieupoważnionym dostępem do pamięci, której trwałość obliczona jest na 10 tys. cykli kasowanie-zapis i 10 lat przechowywania zapisanych informacji.

Interesująca jest technika montażu takich małych struktur. Została ona opracowana do montażu wymiennych modułów gier wizyjnych w okresie ich rozkwitu i polega na połączeniu wyprowadzeń nieobudowanej struktury ze ścieżkami płytki drukowanej za pomocą przewodów. Technika ta (ang. COB — chip-on-board — struktura na płytce drukowanej) ma obecnie szerokie zastosowanie w przemyśle elektronicznym w Europie i Japonii przy montażu płytek drukowanych do zegarków, kamer TV, kalkulatorów, odbiorników radiowych i telewizyjnych i tym podobnego sprzętu powszechnego użytku. Po połączeniu struktury z płytką zostaje ona zabezpieczona przed wpływami zewnętrznymi kroplą kleju epoksydowego. Zagadnienie odprowadzania ciepła rozwiązano przez pogrubienie ścieżek lub metalizację drugiej strony płytki. Całkowita grubość takiego układu wynosi 1 mm. Pominięcie obudowy struktury obniża koszt oraz oszczędza 80 do 90% miejsca na płytce.

Płacenie należności „inteligentną" kartą polega na włożeniu jej do czytnika, który doprowadza napięcie zasilające uładu w karcie i sygnały do mikroprocesora przez styki na powierzchni karty. Karta wysyła sygnał żądający podania hasła przez terminal. Po otrzymaniu go wysokość opłaty zostaje wprowadzona do pamięci EEPROM, przekazana na rachunek sprzedawcy i odjęta od stanu gotówki kupującego, zapisanej również w pamięci. Ostatnią czynnością jest zapamiętanie stanu gotówki po transakcji. „Uzupełnianie" gotówki w banku odbywa się w podobny sposób.

Zastosowanie karty nie ogranicza się tylko do transakcji kupna-sprzedaży. We Francji służy ona do regulowania opłat za rozmowy telefoniczne z automatu, płacenia rachunków „na odległość" lub w punktach sprzedaży (głównie w supermarketach wyposażonych w terminale przy kasach). W Japonii jest stosowana w bankach, handlu, ośrodkach zdrowia, do zapisów historii leczenia.

Warto dodać, że pojemność pamięci EEPROM równa 2 kB, aczkolwiek wystarczająca, jest stosunkowo niewielka w porównaniu z pojemnością 4 MB jaką uzyskała jedna z firm na karcie z zapisem laserowym. Pojemność ta odpowiada 125 stronom informacji graficznych lub 800 stronom tekstu i jest bliska pojemności dysku elastycznego. Karta z pamięcią o takiej pojemności może mieć bardzo szerokie zastosowanie.

(Opracowano na podstawie „Electronics", Dec. 18/1986) *Mieczysław Tittenbrun*

Z KRAJU I ZE ŚWIATA

■ **Automaty do włączania oświetlenia.** Ostatnio w krajach zachodnich modne stały się automaty włączające oświetlenie terenów lub pomieszczeń po pojawieniu się tam osoby lub samochodu. Stosuje się czujniki wykrywające promieniowanie podczerwone albo ruch obiektu. Tak np. urządzenie Wächter 180 firmy Busch-Jaeger Elektro (Lüdenscheid, RFN) mieści się w typowej puszce instalacyjnej ∅ 58 i po wbudowaniu w ścianę wykrywa w pomieszczeniu wszelki ruch, odbywający się w odległości do 6 m. Niezależnie od tego, kto i z której strony wszedł do pomieszczenia, włącza się światło (przy okazji może być włączony alarm). Jest też wersja kempingowa zasilana napięciem 12 V. Pasywne czujniki ruchu działające na zasadzie podczerwieni wbudowuje się też w oprawy oświetleniowe. Firma Willy Meyer + Sohn + Co produkuje tzw. „Sensorlicht", czyli oprawę z lampą metalohalogenkową dającą bardzo silne światło, wyposażoną w taki właśnie czujnik. Zainstalowana w pobliżu wejścia do budynku lub schodów reaguje na zbliżenie się osoby lub samochodu włączeniem lampy 200÷300 W. Właściciel ma wygodę, włamywacz zostanie odstraszony, a zużycie energii będzie nieporównywalnie mniejsze, niż gdyby ta lampa świeciła się cały czas. Zasięg czujnika wynosi 6÷12 m. Kąt „widzenia" 110°, czas świecenia lampy jest regulowany w zakresie od 12 sekund do 12 minut.

■ **System Video — 8 mm zaczyna dominować w Europie.** Przewiduje się, że w 1988 r. w RFN zakupionych zostanie 280 tys. kamerowidów, z czego 55% będą to urządzenia systemu 8 mm. Pozostałe 45% będą stanowić kamerowidy systemu VHS i VHS-C. Liczba zakupionych klasycznych wideokamer spadnie do zupełnie marginesowej liczby.

PRZEGLĄD WYDAWNICTW

ELEKTRONIKA ŁATWIEJSZA NIŻ PRZYPUSZCZASZ. ELEMENTY. — Dieter Nührmann. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1987. Wydanie III, nakład 49 700 egz., cena zł 380,—

W książce opisano w bardzo przystępny i jasny sposób budowę, parametry i charakterystyki oraz proste zastosowania współczesnych podzespołów elektronicznych biernych oraz dyskretnych czynnych. Układom scalonym jest poświęcona inna książka tego autora. Nie bez racji autor zwraca też uwagę na sposoby obchodzenia się z różnymi podzespołami tak, aby ich nie uszkadzać.

Książka odpowiada na pytania „co to jest", „jak" i „dlaczego", dzięki czemu dla myślącego czytelnika stanowi obszerne a łatwe w użytkowaniu źródło wiedzy o elementach współczesnej elektroniki. jest przeznaczona w zasadzie dla osób zapoznających się dopiero z elektroniką, ale każdy znajdzie w niej parę elementarnych wiadomości dla przypomnienia.

Ogólnie, bardzo dobre wrażenie o treści (nic dziwnego, pisał ją doświadczony popularyzator elektroniki) psuje papier, na którym książkę wydrukowano. Szarawy papier gazetowy jako tworzywo książki technicznej to już przesada nawet w II etapie reformy. Trudno nawet mówić o jakości reprodukowanych tam fotografii. Fakt, że coś widać, nie może być jakimkolwiek kryterium oceny.

„Zgrzytem" dla oczu są też niby angielskie określenia, które można spotkać w książce. Taki, np. „angielski" PTC, którym ma być „Positiv Temperatur Coeffizient"... (str. 42). Tu i ówdzie można mieć też zastrzeżenia odnośnie używania przez tłumacza niezgodnych z normą określeń w rodzaju „kontakt" zamiast „styk" łącznika czy określanie przełącznika wielosekcyjnego jako „wielopiętrowy". *(lk)*

CO TO JEST ŚWIATŁO? — Zbigniew Płochocki. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1987. Wydanie I, nakład 9800 egz., cena zł 490.

Książka w przystępny sposób przedstawia i wyjaśnia (choć nie wszystko — są też sformułowane pytania, na które jeszcze nikt nie potrafił udzielić odpowiedzi...) wszystko, co dotyczy światła. Zaczyna się od wrażeń jakich dostarcza nam światło, a kończy, po rozważaniach „światło a czas i przestrzeń", serią pytań ciągle bez odpowiedzi. Nie jest to książka o sposobach uzyskiwania światła, lecz o samym świetle, co, jak się okazuje, jest tematem wręcz pasjonującym. Czytanie pobudza do zastanowienia się nad skomplikowaną naturą rzeczy pozornie prostych. Zwłaszcza, że książkę czyta się dobrze nie tylko ze względu na ciekawy temat i jego interesujące ujęcie, ale i ze względu na niezły papier, na którym jest wydrukowana. Starczy jej też na długo, gdyż wbrew obowiązującej modzie na ledwie sklejone kartki książka jest solidnie oprawiona w sztywne okładki.

Tekst jest ilustrowany licznymi, przejrzystymi rysunkami w dwóch kolorach. Rozszerzenie wiadomości dotyczących konkretnych problemów jest umieszczone w przypisach, zawartych jednak w tekście, a nie — jak to zwykle bywa — na końcu rozdziału czy całości. Ten pomysł bardzo ułatwia korzystanie z książki.

Staranność wydania podkreśla umieszczenie kolorowych zdjęć na oddzielnej wkładce z dobrego, białego papieru. Widać to, co powinno być widać.

Książka godna polecenia każdemu zainteresowanemu światłem wokół siebie. Warto wiedzieć o świetle coś więcej niż tylko to, że jest. *(lk)*

NADESŁANE do REDAKCJI

FERRYTY, ZARYS WŁASNOŚCI I TECHNOLOGII — Sławomir Gąsiorek, Romuald Wadas. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1987. Wyd. I, nakład 3000 egz., str. 299, cena zł 400,—

W książce podano niezbędny zakres wiadomości dotyczących fizyki ferrytów. Omówiono ich strukturę krystaliczną oraz własności magnetyczne. Przedstawiono wiadomości z zakresu technologii polikrystalicznych materiałów, rdzeni i magnesów ferrytowych, jak również metody otrzymywania materiałów w postaci monokrystalicznej.

Książka jest przeznaczona dla inżynierów technologów, zajmujących się wytwarzaniem ferrytów, dla konstruktorów i technologów podzespołów i sprzętu elektronicznego oraz dla studentów uczelni technicznych.

ABC KRÓTKOFALOWCA — mgr inż. Krzysztof Słomczyński SP5HS. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1988. Wyd. III zmienione, nakład 15 000 egz., str. 339, cena zł 590,—

Książka zawiera praktyczne informacje dotyczące działalności krótkofalowców i pierwszych kroków w dziedzinie krótkofalarstwa. Podano wskazówki dla przygotowujących się do krótkofalarskiego egzaminu państwowego, niezbędne wiadomości teoretyczne. Omówiono wyposażenie warsztatu, proste rozwiązania konstrukcyjne urządzeń radioamatora-krótkofalowca. W tym wydaniu uwzględniono nowelizację przepisów i podstaw prawnych dotyczących krótkofalarstwa oraz zmiany wynikające z postępu w ruchu krótkofalarskim i technice łączności. Do książki dołączono mapę stref i prefiksów krótkofalarskich.

Książka jest przeznaczona dla początkujących radioamatorów krótkofalowców.

TECHNIKA SPRZĘGANIA UKŁADÓW W SYSTEMACH MIKROPROCESOROWYCH — James W. Coffron, Willim E. Long. Z angielskiego przełożyli Ryszard Goczyński, Marek Matuszczak. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1988. Wyd. I, nakład 10 000 egz., str. 348, cena zł 1000,—

W książce omówiono w przystępny sposób zagadnienia związane ze sprzęganiem mikroprocesorów z pozostałymi układami systemu komputerowego oraz z urządzeniami zewnętrznymi. Podano wiele schematów rozwiązań praktycznych.

Książka jest przeznaczona dla inżynierów, techników i hobbystów interesujących się zagadnieniami układów mikroprocesorowych.

DŹWIĘK I TECHNIKA HI-FI — Aleksander Witort. Wydawnictwo Czasopism i Książek Technicznych NOT-SIGMA. Warszawa 1988. Wydanie I, str. 152, nakład 60 000 egz., cena zł 400,—

Głównym tematem książki jest zagadnienie doskonalenia domowych instalacji hi-fi, w celu polepszenia naturalności brzmienia muzyki. Podano encyklopedyczne wiadomości o dźwięku, słuchu, rozprzestrzenianiu się dźwięku w pomieszczeniach oraz dane techniczne urządzeń hi-fi.

Książka jest przeznaczona dla amatorów techniki hi-fi i melomanów.

Z KRAJU i ZE ŚWIATA

INFORMACJE SEP

■ **Komisja Mikrofalowa Oddziału Warszawskiego Elektroniki i Telekomunikacji.** W bieżącym roku odbyło się zebranie reaktywujące działalność Komisji Mikrofalowej Oddziału Warszawskiego Elektroniki i Telekomunikacji SEP. Przewodniczącym Komisji został doc. dr inż. Bronisław Stec. Zasadniczym celem działalności Komisji jest stworzenie platformy współdziałania inżynierom i technikom interesującym się zagadnieniami mikrofalowymi. W pierwszym okresie działalności Komisja pragnie zorganizować odczyty połączone ze zwiedzaniem zakładów pracy lub instytutów. W dniu 10 maja br. odbyło się zebranie Komisji Mikrofalowej w Zakładach Materiałów Magnetycznych POLFER w Warszawie. W czasie zebrania uczestnicy wysłuchali referatu mgr inż. M. Konwickiego pt. „Ferryty mikrofalowe" oraz zapoznali się z wybranymi etapami produkcji ferrytów mikrofalowych. Nawiązano ścisłą współpracę z Polską Sekcją IEEE. Chętni do pracy lub uczestnictwa w zebraniach Komisji proszeni są o zgłaszanie się do sekretarza Komisji — dr inż. Henryka Gruchały, tel. 36-92-38 (Warszawa). Ze względu na znaczenie techniki mikrofalowej dla gospodarki narodowej i nauki polskiej Oddział Warszawski Elektroniki i Telekomunikacji zwraca się z prośbą o powołanie podobnych komisji w innych oddziałach SEP. Wszelkie informacje o działalności i regulaminie Komisji można uzyskać od sekretarza naukowego OWEiT — dr inż. Czesława Przybysza, tel. 36-06-61 w. 9833 (Warszawa).

Spis treści rocznika „Radioelektronik” 1988 (XXXIX)



OGŁOSZENIA

Equalizer 2 × 10 punktów wykona na zamówienie inż. Mirosław Bogusławski. Wystrój skoordynowany z dużą wieżą. Informacje, zdjęcia po przesłaniu znaczków 50 zł. Ul. Zbaraska 25/5, 93-225 Łódź, tel. 43-68-16. EO/1125/87

Sprzedam i przyjmę zamówienia na różne części elektroniczne przydatne dla radioamatorów-hobbistów, elektroników profesjonalistów, rzemieślników (rachunki). Górski, skr. 8, 05-070 Sulejówek. EO/1173/87

Czujniki udarowe CU-4 do elektronicznych alarmów przeciwwłamaniowych oferuje ELEKTAL, Łódź, tel. 36-77-64. EO/1190/87

Układy świetlne do lokali rozrywkowych, dyskotek, reklam, na bazie elastycznych węży ze światłem przechodzącym i regulowaną szybkością wykonuje Zakład Elektromechaniczny, Jerzy Matuszczyk, ul. Szkolna 14a, 44-200 Rybnik. Załącz kopertę zwrotną i znaczki za 40 zł. — otrzymasz kartę informacyjną. Układy są opatentowane w Urz. Pat. PRL. EO/1214/87

Gotowe płytki drukowane do urządzeń elektronicznych wysyła za zaliczeniem pocztowym Zakład Elektryczno-Elektroniczny, ul. Kaliningradzka 75/25, skr. poczt. 539, 10-437 Olsztyn. Chcąc otrzymać katalog płytek, należy załączyć w liście 5 znaczków po 10 zł. EO/1234/87

Eltest, Eltest, Eltest — proponujemy, oferujemy, wysyłamy za zaliczeniem generatory testów kolorowych do serwisu OTVC: **COLOR-TEST** — 2900 zł, kieszonkowy, bateryjny lokalizator uszkodzeń — wykrywa uszkodzenia: toru chrominancji, głowicy, toru p.cz., m.cz. w OTVC i OR; **GTV-0/2 C** — 27 000 zł, przyrząd niezbędny dla profesjonalistów — kontrolne obrazy monochromatyczne lub na tłach kolorowych RGB: krata, kropki, gradacja, biel, czerń; **GTV-0|2** — 19 000 zł monochromatyczny; **koder koloru** — 8000 zł do GTV-0/2. Zamawiaj listem, przyrząd wyślemy pocztą. **Eltest, Eltest, Eltest.** Pisz pod adresem: ELTEST, skr. poczt. 89, 81-605 Gdynia, tel. 24-39-96. EO/124/88

Firma LDM ELECTRONIC poleca aparaturę nagłośniającą oraz wzmacniacze instrumentalne najnowszej generacji dla muzyków profesjonalnych. Nasz nowy adres: Sosnowa 25, Józefów. Telefon Warszawa 19-40-96. EO/309/88

Sterowniki do węży dyskotekowych. Ponad dwieście kombinacji. Informacje po przesłaniu koperty zwrotnej. ARTCOM-S, ul. Malborska 88 m. 74, 82-300 Elbląg. EO/627/88

Sam wykonasz obwody drukowane. Zestaw (laminat, odczynniki, instrukcja) cena 720 zł. Wysyłka za zaliczeniem pocztowym. Zamówienia kierować: A. Krawczyński, skr. poczt. 344, 90-001 Łódź 1. Płatne przy odbiorze paczki. Zawsze aktualne! EO/637/88

Serwis TV. Wymiana wyrzutni elektronowych w kineskopach cz-b 16" — 20" ÷ 24". Gwarancja 1 rok. W. Szambelan, ul. Spisaka 121, Warszawa-Ursus. EO/689/88

Kupno-sprzedaż-wymiana. Sprzęt, części — radioelektronika, elektrotechnika, fotografika. Korespondencyjny BANK OFERT, skr. 179, Sosnowiec. EO/691/88

Dekodery PAL do wszystkich typów OTVC. Zakład TELE-RADIO, ul. Hanki Sawickiej 9a, Ozorków k. Łodzi, tel. 18-19-89. Ceny konkurencyjne. EO/692/88

Zabawki elektroniczne w postaci zestawów do samodzielnego montażu (płytka + części + instrukcja). Zdalne sterowanie modeli, proste gry elektroniczne, minioodbiorniki radiowe, zestawy projektowe itp. Sprzedaż wysyłkowa. Katalog po otrzymaniu zaadresowanej koperty z naklejonym znaczkiem + 1 znaczek za 20 zł. Zbigniew Sztandera, skr. poczt. 501, 35-328 Rzeszów. EO/725/88

FANA. Uruchomione płytki układów elektronicznych: 1. Syrena Kojak. 2. Dzwonek słowik. 3. Wzmacniacz akustyczny. 4. Zasilacz stabilizowany. 5. Przetwornik: wejście μA, 5 kΩ, do 20 Hz; wyjście: prąd dwupołówkowo wyprostowany 100 μA. 6. Nowości. Zapytania ze znaczkiem za 50 zł kierować: Zakład Elektroniczny „FANA", skr. poczt. 964, 00-950 Warszawa. EO/797/88

„HOBBY-ELEKTRONIKA". Nowy katalog. Wysyłamy pocztą płytki drukowane do 55 ciekawych urządzeń elektronicznych ze szczegółową instrukcją. Nowoczesna elektronika w muzyce, zabawie, gospodarstwie, fotografii i sporcie. Nowości! Przyślij adres — otrzymasz katalog. Załącz znaczki za 50 zł. „Hobby-Elektronika", skr. poczt. 72, 00-975 Warszawa 12. EO/799/88

Elektroniczne cyfrowe kamery pogłosowe dla instytucji i osób prywatnych. Uspołecznione przedsiębiorstwo Usługowo-Produkcyjne „ELEKTRON" Spółka z o.o., ul. Węglowa 11, 81-341 Gdynia, Dział Handlowy, tel. 21-09-38. EO/820/88

Magnetowidy-mikrokomputery, kamery, osprzęt, kasety, dyskietki, sprzęt radiowotelewizyjny, kalkulatory, monitory, walkmany, CB radia, stacje dysków, drukarki, inne artykuły elektroniczne — **skup-sprzedaż** także pozarynkowa — „SPOŁEM" Krosno, tel. 252-92, godz. 12—18. Zapraszamy! EO/823/88

Kamerę telewizyjną czarno-białą, krajową, dalekopis, telefoniczny automat zgłoszeniowy kupimy. Krosno, tel. 212-91. EO/825/88

Kasety VCR do MTV-20-50 oferujemy. Krosno, tel. 252-92. EO/827/88

Głowice do wszystkich typów magnetowidów wysyłamy w 14 dniach. Patrz „Re" nr 10/87. EO/828/88

Nowość! Miksery dyskotekowe i dla radiowęzłów, oparte na najnowszym modelu zachodnim — produkuje FONEX, Al. Odrodzenia 1a 82-300 Elbląg, tel. 448-01. EO/830/88

Programy, instrukcje, opisy i schematy udoskonaleń technicznych dla komputerów: ACORN, AMSTRAD, ATARI, COMMODORE, IBM oferuje Agencja Informatyczna, skr. P-254,41-200 Sosnowiec, tel. 69-03-85. EO/832/88

Naprawa przyrządów wychyłowych. Skupujemy przyrządy na części. Usługowa Spółdzielnia Inwalidów, Osiedle Kraju Rad 24F, 61-678 Poznań. EO/831/88

Modem, interfejs, dekoder PAL/SECAM (do wszystkich TVC), lokalizator metali i inne w zestawie z instrukcją do samodzielnego montażu otrzymasz, pisząc pod adresem: Jerzy Turlejski, ul. Żołnierzy Września 3, 97-360 Kamieńsk. Załączona koperta zwrotna przyspieszy wysłanie oferty. EO/857/88

Adres: Warszawa, ul. Żytnia 54. Specjalistyczne naprawy telewizorów produkcji ZSRR: Elektronika, Junost', Šilelis. Stanisław Przywózki, tel. 32-13-10, 46-49-72. EO/894/88

Elektron — zachodnioniemiecki eksporter elektronicznych części zamiennych oraz wyposażenia do komputerów oferuje: pełny asortyment elementów biernych, elementy półprzewodnikowe, liniowe i cyfrowe układy scalone, mikroprocesory, układy pamięciowe. Katalog-cennik wysyłamy na zamówienie listowe (z załączonym wyciętym ogłoszeniem i ze znaczkiem zwrotnym 30 zł). Anna Dziobek, ul. Dąbrowskiego 9, 43-400 Cieszyn. EO/896/88

Obwody drukowane wykonuje Zakład Elektroniczny inż. Ryszard Sobieraj, ul. Szkolna 1, 09-300 Żuromin, tel. 209. EO/898/88

Zasilacze laboratoryjne wysokostablizowane, regulowane +5 V do +15 V/1 A, cena 18 000 zł, wykonuje Zakład Elektroniczno-Mechaniczny, ul. Północna 9, 81-029 Gdynia, tel. 23-70-10. EO/900/88

Oszczędny zakup elementów elektronicznych „SYSTEM", skr. 3, 87-201 Wąbrzeźno 3. EO/902/88

Mikroprocesorowe centralki alarmujące telefonicznie. Tory podczerwieni. Sprzedaż wysyłkowa. Instytucjom rachunki. Katalogi kopertą zwrotną. INFOMEX, skr. 43, 81-157 Gdynia. EO/906/88

Odbiornik Elektronika z odczytem cyfrowym na pasmo 160 oraz amatorski transceiver sprzedam. Saraczewski, skr. 342, 00-950 Warszawa, tel. 11-64-51 wieczorem. EO/908/88

Rewelacyjne, superczułe wykrywacze metalu, kilka typów, poleca renomowany Zakład Specjalistyczny inż. Marian Schmidt. Al. Lipowe 25-7, 58-160 Świebodzice, tel. 54-00-79. EO/495/88

Dyskotekowe efekty świetlne, kompletne sterowniki i miksery efektów świetlnych w różnych wersjach. Rampy, reflektory i stroboskopy z soczewkami lub filtrami w ośmiu kolorach. Poleca Zakład Elektroakustyki Profesjonalnej — Stanisław Łyp, ul. Buczka 27/132, 43-300 Bielsko-Biała. Informacje: wtorki w godz. 9—15, tel. 443-41. Wystawiamy rachunki dla instytucji. Gwarantujemy wykonawstwo instalacji, montaż i serwis. EO/1048/87

Sprzedam układy scalone TDA5620A, AN5620X. Warszawa, tel. 27-14-28, 9—16. EO/920/88

Spectrum — tanie oprogramowanie. Katalogi gratis. Jarosław Stępień, ul. Chojnowska 13/10, 59-220 Legnica. EO/921/88

Przedsiębiorstwo „PROMETAL" oferuje dostawę za złotówki urządzeń nadawczo-odbiorczych KF i UKF firm zachodnich. Termin dostawy do 2 miesięcy od złożenia zamówienia. Wystawiamy faktury i rachunki. Adres: ul. Zygmunta Starego 17, 44-100 Gliwice. EO/928/88

Projektowanie płytek drukowanych. Wykonywanie matryc obwodów, negatywów, diapozytywów, płytek drukowanych. Instytucjom rachunki. Audio-Video Service, ul. Iwaszkiewicza 1, 05-807 Podkowa Leśna, tel. 58-99-62. EO/929/88

Z KRAJU i ZE ŚWIATA

■ **Miniaturowy odtwarzacz płyt kompaktowych.** Kolejny rekord miniaturyzacji sprzętu elektronicznego pobili oczywiście Japończycy, a dokładnie — specjaliści firmy Sony. Zminiaturyzowali laserowy odtwarzacz płyt kompaktowych bardziej niż wydawało się to możliwe. Odtwarzacz bowiem jest... mniejszy niż płyta. W czasie korzystania z niego część płyty wystaje poza obudowę urządzenia. Potencjalnych użytkowników tego przenośnego odtwarzacza można jednak uspokoić. Urządzenie to jest bowiem przystosowane nie tylko do typowych płyt o średnicy 12 cm, ale także do nowo opracowanych minipłyt o średnicy 8 cm.

mgr inż. WOJCIECH NIKIEL

Prosty generator pojedynczego impulsu nanosekundowego

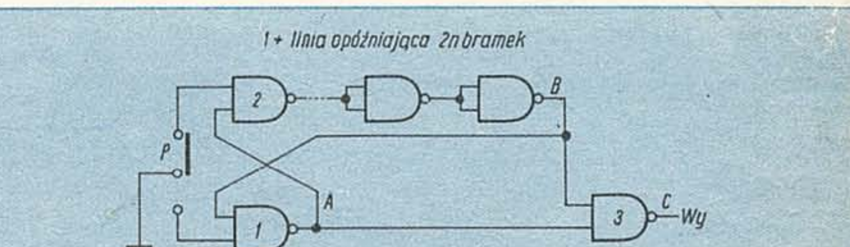
Przedstawiony układ (rys. 1) umożliwia generowanie pojedynczego impulsu w standardzie TTL o czasie trwania od kilku do kilkudziesięciu nanosekund. Układ jest modyfikacją przerzutnika R-S. Impuls (rys. 2) jest otrzymywany jako iloczyn sygnału i jego opóźnionej negacji, uzyskiwanych z dwóch wyjść zmodyfikowanego przerzutnika. Wielkość opóźnienia określa czas trwania generowanego impulsu. Opóźnienia określa czas trwania generowanego impulsu. Opóźnienie uzyskano stosując linię opóźniającą, w której wykorzystano czas propagacji sygnału przez dodatkowe, połączone szeregowo bramki. Zmieniając ich liczbę (zawsze parzystą) oraz typ można uzyskać impulsy o różnym czasie trwania. Na rys. 3 zdefiniowano czasy opóźnienia TpLH i TpHL przy zmianie poziomów sygnałów w przeciwfazie, natomiast w tablicy podano typowe czasy przełączeń różnych typów bramek. Czasy te należy traktować jedynie orientacyjnie, ponieważ w konkretnych układach mogą występować znaczne odchylenia od podanych wartości. Według katalogu maksymalne czasy przełączeń mogą wynosić od 150% do 200% typowych czasów pzełączeń, w zależności od typu układu. Jeżeli bramki 2 i 3 są typu 5400H, a w linii opóźniającej zastosowano dwie bramki 7400N (bramki 4 i 5) i bramka 1 jest w stanie niskim, to czas trwania impulsu wyniesie:

TpHL2 + TpLH4 + TpHL5 + (TpHL3 – – TpLH3) = 24,5 ns

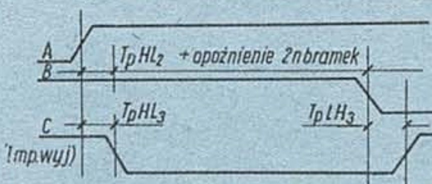
Przy budowie generatora jako bramki 3 należy użyć szybkiego układu, najlepiej z serii S. Opisany układ został praktycznie wykorzystany do porównania możliwości wykrywania krótkich impulsów przez różne próbniki stanów logicznych TTL, opisywane na łamach „Re".

Typowe czasy przełączania bramek NAND TTL (w ns)
U_{cc} = 5 V, T_a = 25°C
(wg katalogu Texas Instruments)

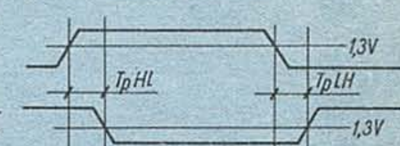
Typ układu		TpLH	TpHL
„Zwykłe"	00, 10	11	7
	04, 20	12	8
	30	13	8
Szybkie	H00	5,9	6,2
	H04	6	6,5
	H10	5,9	6,3
	H20	6	7
	H30	6,8	8,9
Schottky'ego	S00, S04	3	3
	S10, S20	4,5	5
	S30	4	4,5
Schottky'ego	LS00, LS04	9	10
	LS10, LS20	9	10
	LS30	8	13



Rys. 1. Schemat generatora



Rys. 2. Przebiegi sygnałów w układzie



Rys. 3. Przebiegi sygnałów w przeciwfazie z definicjami czasów przełączania TpHL i TpLH

Z KRAJU i ZE ŚWIATA

Elektroniczna lampa domowa. „Varolux automatic" to uniwersalna lampa dla domu, zapewniająca liczne efekty świetlne, produkowana przez zakład VEB Messgerätewerk „Erich Weinert" Magdeburg. Oprócz żarówki 220 V 25 W znajduje się w niej szereg układów u nas ostatnio niedostępnych. Są to, np. programator czasu gaśnięcia, który zmniejsza powoli jasność żarówki od pełnego zakresu do zera w ciągu 1 godziny, z możliwością skrócenia tego czasu do połowy, czy też połącznik zmierzchowy, włączający lampę w zależności od stopnia oświetlenia otoczenia. Własny pobór mocy przez układ regulacyjny jest pomijalnie mały (0,6 W). Staranne zabezpieczenie układu przed emisją zakłóceń było konieczne ze względu na możliwość ustawienia lampy w pobliżu radia lub telewizora. Wyłączenie lampy nie oznacza, że trzeba jej w ciemnościach szukać aby ponownie włączyć światło — stale świecąca dioda LED wskazuje jednoznacznie jej położenie.

Powrót do lamp elektronowych. Firma Grundig opracowała i oferuje od jesieni 1988 r. lampowy wzmacniacz hi-fi najwyższej klasy, w cenie 5000 DM. Wzmacniacz jest przeznaczony dla zamożnych entuzjastów techniki hi-fi, którzy nie wierzą w możliwości uzyskania idealnego odtwarzania za pomocą nawet najlepszych wzmacniaczy tranzystorowych. Warto dodać, że wciąż są produkowane lampowe wzmacniacze gitarowe oraz mikrofony pojemnościowe z przedwzmacniaczem lampowym. Jak widać, lampy „bronią zajadle" swoich pozycji, nie tylko w technice nadawczej.

Wszystkim Czytelnikom,
Sympatykom, Autorom i Korespondentom „Radioelektronika"
serdeczne życzenia wszelkiej pomyślności
w NOWYM 1989 ROKU *składa Redakcja*

Cena zł 100,— Indeks 37404